

ASINHRONE MAŠINE

BRANKO MITRAKOVIĆ

profesor univerziteta

NIKOLA Lj. NIKOLIĆ

profesor univerziteta

ASINHRONE MAŠINE

PETO IZDANJE

Naučna Knjiga

BEOGRAD, 1989.

Recenzenti:

RADOSLAV HORVAT, redovni profesor Elektrotehničkog fakulteta u Beogradu
MILOŠ PETROVIĆ, profesor Elektrotehničkog fakulteta u Beogradu

ISBN 86-23-42034-7

Za izdavača *Dr Blažo Perović*, urednik *Nikola Dončev*, tehnički urednik *Gordana Krstić*,
korektor *Lenčica Radojčić*

Tiraž 1.000 primeraka

Štampa: Štamparija »Bakar« – Bor

SADRŽAJ

PRVI DEO

NAMOTI I MAGNETNA POLJA ELEKTRIČNIH MAŠINA ZA NAIZMENIČNU STRUJU

I NAMOTI MAŠINA ZA NAIZMENIČNU STRUJU

1. Izraz elektromotorne sile indukovane u jednom provodniku	2
2. Ems jednog navojka i jednog navojnog dela	4
3. Zvezda električnih sila	4
4. Pojasni navojni sačinilac	6
5. Tetivni navojni sačinilac	8
6. Izraz ems namota jedne faze	11
7. Trofazni namoti	11
8. Trofazni dvoslojni namoti sa celim brojem žlebova po polu i fazi	12
8.1. Trofazni dvoslojni omčasti namoti	13
8.2. Trofazni dvoslojni valoviti namoti	17
9. Trofazni jednoslojni namoti sa navojnim delovima jednake širine	19
10. Trofazni jednoslojni koncentrični namoti sa celim brojem žlebova po polu i fazi	22
10.1. Namoti sa bočnim vezama u dve ravni	22
10.2. Namoti sa bočnim vezama u tri ravni	24
11. Trofazni namoti sa razlomljenim brojem žlebova po polu i fazi	27
12. Dvofazni i jednofazni namoti	30
13. Specijalni namoti električnih mašina za naizmjeničnu struju	33

II MAGNETNA POLJA ELEKTRIČNIH MAŠINA

1. Induktori	34
2. Polje induktora kroz čije provodnike protiče jednosmerna struja	36
3. Polje induktora kroz čije provodnike protiče naizmjenična struja	38
4. Obrtno magnetno polje dobijeno mehaničkim obrtanjem	40
5. Veza između obrtnog i naizmjeničnog magnetnog polja	42
6. Teslino obrtno magnetno polje	43
7. Osnovni harmonik obrtne mps i obrtnog fluksa Teslinog višefaznog induktora	47
8. Grafičko predstavljanje obrtnog magnetnog polja ili obrtne mps	48
9. Menjanje smjera obrtanja obrtnog polja	49

10. Viši harmonici mps	51
10.1. Mps jednog navojnog dela	51
10.2. Mps m navojnih delova	53
10.3. Amplituda mps po polu namota jedne faze	54
10.4. Obrtna mps trofaznog induktora	54

DRUGI DEO

ASINHRONE MAŠINE

III UVOD

1. Osnovni elementi konstrukcije i vrste asinhronih motora	59
1.1. Namotani rotor	61
1.2. Kratkospojeni rotor	61
2. Princip rada asinhronog motora	63
3. Gubici snage i stepena iskorišćenja	66
4. Zagrevanje i hlađenje asinhronih mašina	68
5. Asinhrona mašina sa ukočenim rotorom	72

IV. VEKTORSKI DIJAGRAMI

1. Mps i struje	74
2. Fluksovi	77
3. Dijagram električnih sila	80
3.1. Dijagram električnih sila statora	80
3.2. Dijagram električnih sila rotora	80
3.3. Privođenje radnog procesa asinhrone mašine na radni proces transformatora	81

V. ANALITIČKA TEORIJA ASINHRONE MAŠINE

1. Osnovne jednačine	84
2. Izrazi i odnosi struja	85
3. Odnos ems i napona	87
4. Obrtni momenat asinhronog motora	88
4.1. Izraz momenta	88
4.2. Prevalni momenat	89
4.3. Polazni momenat	91
5. Stabilnost rada asinhronog motora	91
6. Klosov obrazac	93
7. Ekvivalentne šeme	95
7.1. Ekvivalentna T-šema	95
7.2. Modifikovana T-šema	96
7.3. Struja idealnog praznog hoda	97
7.4. Definicije ekvivalentnih impedansi	97
7.5. Ekvivalentne Γ-šeme	98
8. Kružni dijagram	100
9. Konstrukcija kružnog dijagrama pomoću podataka iz oglada praznog hoda i kratkog spoja	104

9.1. Podaci iz oglada i konstrukcija dijagrama	104
9.2. Određivanje ekvivalentnih otpora i približno određivanje Hopkinsonovog sačinioća	107
10. Određivanje osnovnih veličina iz kružnog dijagrama	108
10.1. Utrošena snaga	108
10.2. Snaga rotora i korisna snaga motora	109
10.3. Crta snage obrtnog polja i crta momenta elektromagnetnih sila	110
10.4. Sačinilac snage	111
10.5. Klizanje	111
11. Puštanje u rad asinhronih motora	112
11.1. Struje pri puštanju u rad asinhronih motora	113
11.2. Zaletanje asinhronog motora	114
11.3. Utrošena energija pri zaletanju i kočenju asinhronog motora	117
11.4. Puštanje u rad motora sa namotanim rotorom	119
11.5. Puštanje u rad motora sa kratkospojenim rotorom	121
12. Rotor sa dvostrukim i dubokim žlebovima	123
12.1. Rotor sa dvostrukim žlebovima	123
12.2. Rotor sa dubokim žlebovima	129
13. Regulisanje brzine asinhronih motora	130
13.1. Rotorski otpornik	132
13.2. Promenom broja polova	133
13.3. Promenom učestanosti mreže	133
13.4. Kaskadna veza	134
13.5. Regulisanje brzine obrtanja asinhronog motora rekuperacijom energije klizanja (podsinhrona kaskada)	136
14. Nesimetrično opterećenje asinhronog motora	136
14.1. Trofazni asinhroni motor priključen na nesimetričan sistem napona	138
14.2. Trofazni asinhroni motor, čije su impedanse faznih namota nejednake, priključen na simetričan sistem napona	141
14.3. Trofazni asinhroni motor, čija je jedna faza u prekidu	145
15. Rad asinhronog motora u nekim specijalnim slučajevima	147
15.1. Asinhroni generatori	148
15.2. Pretvarač učestanosti	149
15.3. Dvostruko napajanje	150
15.4. Električna osovina	151
15.5. Indukcioni regulatori i regulatori faza	152
15.6. Rad pod uslovima koji odstupaju od nominalnih	153
16. Prelazni procesi u asinhronim mašinama	155
16.1. Uključenje asinhrone mašine	156
16.2. Isključenje asinhrone mašine	157
16.3. Talasni prelazni procesi u namotima asinhrone mašine	158

TREĆI DEO

JEDNOFAZNI I DVOFAZNI ASINHRONI MOTORI

VI. JEDNOFAZNI ASINHRONI MOTOR KAO SPECIJALNI SLUČAJ TROFAZNOG ASINHRONOG MOTORA

1. Rad trofaznog asinhronog motora pri jednofaznom napajanju	162
1.1. Struje, impedanse i ekvivalentne šeme	162
1.2. Kružni dijagram	167

2. Neke osobine jednofaznog rada u odnosu na trofazni	168
2.1. Struja praznog hoda	168
2.2. Struja pri beskonačnom klizanju	169
2.3. Momenat	170
2.4. Snaga	171

VII. JEDNOFAZNI ASINHRONI MOTOR

1. Magnetno kolo i namoti	173
2. Način rada	173
3. Uprošćeni kružni dijagram	174
4. Puštanje u rad jednofaznog asinhronog motora	183
5. Vrste i primene jednofaznih asinhronih motora	184

VIII. JEDNOFAZNI ASINHRONI KONDENZATORSKI MOTOR

1. Teorija kondenzatorskog motora	187
1.1. Način gradnje	187
1.2. Izvođenje izraza za struje i impedanse	190
2. Izrazi snage, gubitaka i momenta	194
2.1. Gubici u gvožđu	194
2.2. Snaga obrtnih polja i momenat	198
2.3. Gubici u bakru ..	198
2.4. Snaga rotora	199
2.5. Korisna i utrošena snaga	199
3. Uslovi simetričnog rada jednofaznog asinhronog kondenzatorskog motora	200
4. Grafičko određivanje struja i momenata jednofaznog asinhronog kondenzatorskog motora	203
Literatura	209

PRVI DEO

NAMOTI I MAGNETNA POLJA ELEKTRIČNIH MAŠINA ZA NAIZMENIČNU STRUJU

I. NAMOTI MAŠINA ZA NAIZMENIČNU STRUJU

Mašine za naizmeničnu struju imaju obično dva namota. Jedan se nalazi na statoru drugi na rotoru. Onaj namot kroz koji prolazi električna struja koja stvara magnetno polje koje magneti čitavo magnetno kolo mašine (i stator i rotor) naziva se induktor. Drugi namot u kome se pod uticajem promena magnetnog fluksa induktora indukuju električne sile, a ako je električno kolo namota zatvoreno i struje, naziva se indukat. Ako ovo uporedimo sa transformatorom onda induktor ima ulogu primara, a indukat ulogu sekundara. U električnih mašina induktor može biti stator, a indukat rotor, kao što je slučaj kod asinhronih motora. U sinhronih mašina je obrnuto: induktor je rotor, a indukat stator.

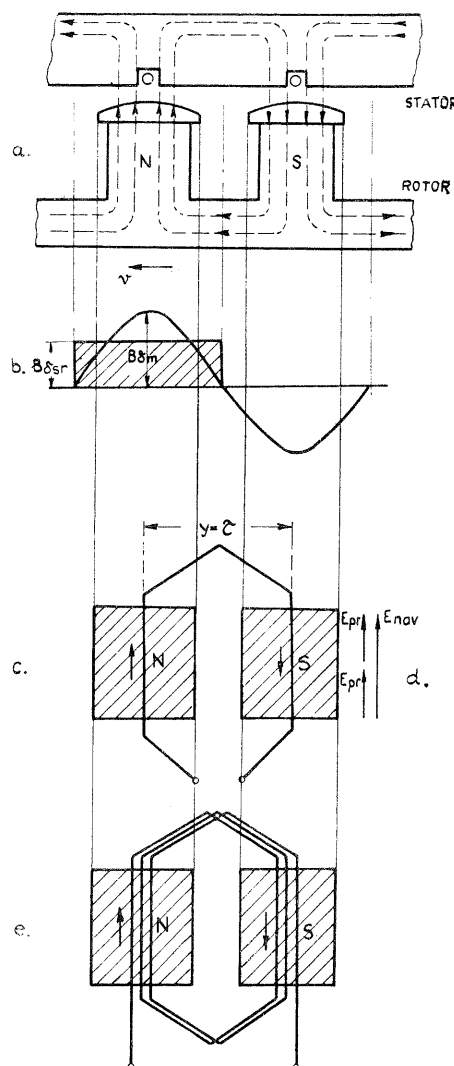
Namoti za naizmeničnu struju su uvek raspodeljeni u žlebove statora i rotora, koji su aksijalno postavljeni po obimu induktora ili indukta. Namoti se prave od elektrolitskog bakra. Da se izbegne dodir između metalnih delova mašine i namota, kao i između pojedinih elemenata namota, bakarni provodnici i skupovi provodnika moraju se izolovati. Za izolaciju se upotrebljavaju pamuk, svila, hartija, lakovi i smole.

Za pretstavljavanje namota upotrebljavaju se razvijene i kružne šeme. Razvijena šema se dobija kada se cilindrična površina statora ili rotora, gledano sa strane žlebova, preseče po jednoj izvodnici i razvije u jednu ravan. Na taj način se provodnici (ili grupa provodnika) predstavljaju vertikalnim linijama. Kružne šeme prikazuju ili izgled namota statora ili rotora sa bočne strane, ili njihov radijalni presek.

Pod uticajem promene fluksa u svakom provodniku se indukuje ems. Tri su osnovna parametra koji karakterišu naizmeničnu elektromotornu silu: veličina, učestanost i njen oblik. Potrebnu vrednost ems i njenu učestanost nije teško postići. Znatno je teže postići njen željeni oblik. Obično se teži da oblik ems bude harmoničan ili što približniji harmoničnom. Ako oblik ems nije harmoničan već samo periodičan, ems se može rastaviti na osnovni harmonik i harmonike višeg reda. Stoga je potrebno na neki način suzbijati harmonike višeg reda. Mi ćemo se u ovom kursu ograničavati uglavnom na osnovni harmonik. Da bi dobili vrednost naizmenične ems poći ćemo od najprostijeg slučaja, indukovanja ems u jednom provodniku.

1. IZRAZ ELEKTROMOTORNE SILE INDUKOVANE U JEDNOM PROVODNIKU

Da bismo izveli izraz indukovane ems u jednom provodniku posmatrajmo sl. I.1.a. na kojoj je jednim delom kružne šeme predstavljen rotor kao induktor čiji su polovi severni (N) i južni (S) od permanentnih magneta, a na statoru se nalaze žlebovi u koje su smešteni po jedan provodnik. Isprekidanim linijama predstavljen je fluks induktora koji izlazi iz severnog pola, prolazi kroz prostor između statora i rotora koji se naziva međugvožđe, ulazi u stator (indukat) gde se grana na dva dela i ponovo se, prolazeći opet kroz međugvožđe, vraća u induktor kroz južni pol.



Sl. I.1.

Uzmimo dalje da se polje u međugvožđu menja po harmoničnom zakonu, kao što je predstavljeno na sl. I.1.b. Harmonična raspodela magnetnog polja u međugvožđu postiže se podesnim oblikom završetka polova koji se nazivaju polni nastavci. To znači da međugvožđe po obimu polnih nastavaka nije stalno. Fluks u osi pola gde je međugvožđe najmanje, pa je i najmanji magnetni otpor, je maksimalan, a idući na obe strane od ose pola međugvožđe se povećava, a time i magnetni otpor, pa je fluks sve manji. Trenutna vrednost gustine fluksa (indukcije) biće

$$b = B_{\delta m} \sin \theta \quad (\text{I.1.})$$

gde je

θ — ugao računat od ose koja deli dva pola

$B_{\delta m}$ — maksimalna indukcija u osi polova.

Rastojanje (τ) između osa dva pola, ili što je isto rastojanje koje zauzima jedan pol, naziva se polni korak.

Kada se rotor obrće on nosi sa sobom magnetno polje, koje seče provodnike nepokretnog statora i u njima indukuje ems. Trenutna vrednost indukovane ems biće srazmerna trenutnoj vrednosti gustine fluksa i iznosiće, po poznatom obrascu

$$e_{pr} = l_s v b \quad (\text{I.2.})$$

gde je

- l_s — svedena dužina provodnika, tj. onaj deo njegove dužine koji preseca magnetno polje
- b — trenutna vrednost gustine fluksa na mestu ispod provodnika
- v — relativna brzina polja u odnosu na provodnik.

Da bi dobili efektivnu vrednost ems po provodniku moramo uzeti i efektivnu vrednost indukcije

$$E_{pr} = l_s v B_{\delta} \quad (\text{I.3.})$$

Odnos između maksimalne i efektivne vrednosti naziva se vršni sačinilac i kod harmoničnih funkcija on iznosi $k_m = B_{\delta m}/B_{\delta} = \sqrt{2}$.

Međutim, obično se ems izražava pomoću srednje vrednosti fluksa po polu Φ . U opštem slučaju fluks po polu iznosi.

$$\Phi = l_s \int_0^{\tau} b dx \quad (\text{I.4.})$$

gde $\int_0^{\tau} b dx$, prema sl. I.1.b. predstavlja izbrazdanu površinu pravougaonika ili, pošto polni korak predstavlja osnovicu pravougaonika, biće

$$\Phi = l_s \tau B_{\delta sr} \quad (\text{I.5.})$$

gde je $B_{\delta sr}$ srednja vrednost indukcije koja kod harmoničnih funkcija iznosi

$$B_{\delta sr} = \frac{2}{\pi} B_{\delta m}$$

Odnos između efektivne i srednje vrednosti indukcije k_f naziva se sačinilac oblika

$$k_f = \frac{B_{\delta}}{B_{\delta sr}} \quad (\text{I.6.})$$

i kod harmoničnih funkcija on iznosi $k_f = \pi/2\sqrt{2} = 1,11$.

Prema tome je ems po provodniku

$$E_{pr} = l_s v k_f B_{\delta sr}$$

ili

$$E_{pr} = v k_f \frac{\Phi}{\tau}$$

Kako je obimna brzina $v = \frac{d}{2} \theta = \frac{\pi dn}{60}$ uz $\pi d = 2 p \tau$

$$v = 2 \tau f$$

biće

$$E_{pr} = 2 k_f f \Phi \quad (\text{I.7.})$$

U slučaju kada je raspodela fluksa harmonična, efektivna vrednost ems po provodniku iznosi

$$E_{pr} = 2,22 f \Phi \quad (\text{I.8.})$$

1*

2. EMS JEDNOG NAVOJKA I JEDNOG NAVOJNOG DELA

Prema sl. I.1.b. maksimalne vrednosti indukcije (a i fluksa) nalaze se u osama polova, samo su suprotnih znakova. Ako bi hteli da povežemo dva provodnika koji obrazuju jedan navojak, prirodno je da povežemo ona dva provodnika koji se nalaze u istim položajima pod dva susedna (različita) pola. To je predstavljeno razvijenom šemom na sl. I.1.c., gde jedan navojak obrazuju dva provodnika koji se nalaze u osama polova. Rastojanje između dva provodnika koji se povezuju u jedan navojak naziva se navojni korak (y). U našem primeru navojni korak jednak je polnom koraku ($y = \tau$). Namoti koji se prave na ovom principu, tj. da im je navojni korak jednak polnom koraku ($y = \tau$), nazivaju se prečnički, zbog toga što kod dvopolne mašine (tj. kod koje je broj pari polova $p=1$) navojak leži na prečniku statora.

Kada se induktor obrće a indukat stoji (to je slučaj kod sinhronih mašina, a obrnuto kod asinhronih), onda će se usled promene fluksa indukovati u svakom provodniku ems efektivne vrednosti E_{pr} . Ems indukovana u provodniku koji se nalazi pod severnim polom biće jednog smera, a u drugom koji se nalazi pod južnim polom biće suprotnog smera. Pošto su dva provodnika redno vezana u navojak onda se njihove ems sabiraju, tj. ems po navojku jednaka je

$$E_{nav} = 2 E_{pr} \quad (I.9.)$$

Ovo je vektorski predstavljeno na sl. I.1.d. tako da je ems jednog navojka jednaka aritmetičkom zbiru ems svakog provodnika.

Obično se u žlebove ne stavlja po jedan provodnik, već više provodnika. Svaka dva provodnika obrazuju navojak, a više navojaka čiji se provodnici nalaze u dva žleba pod suprotnim polovima, kao što je to predstavljeno na sl. I.1.e., čine navojni deo. Ems po navojnom delu E_1 , iznosiće

$$E_1 = 2 N_z E_{pr} \quad (I.10.)$$

Ako mašina ima p pari polova, onda možemo pod svaki par polova postaviti po jedan navojni deo. Svi navojni delovi nalaze se relativno u istom položaju u odnosu na polove. Ako te navojne delove povežemo na red dobijamo u odnosu na polove koncentrični (usredsređeni) namot koji ima $m = 1$ žleb po polu i koji se sastoji iz p navojnih delova. Ems takvog namota biće

$$E = p E_1 = 2p N_z E_{pr} \quad (I.11.)$$

3. ZVEZDA ELEKTRIČNIH SILA

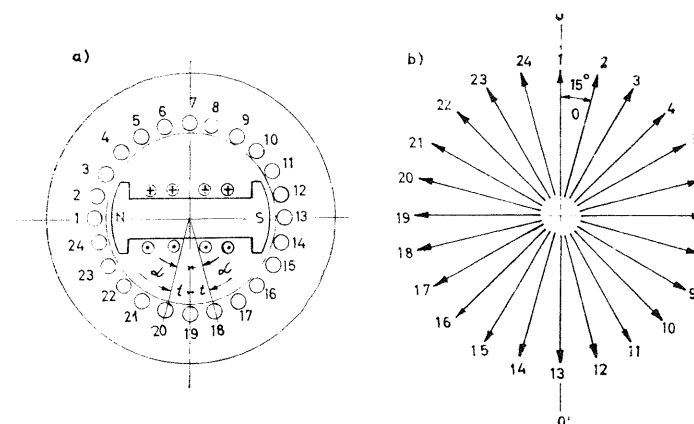
Ako je polje induktora harmonično, onda se ems indukovane u provodnicima statora mogu predstaviti vektorima koji se obrću ugaonom brzinom $\omega = 2\pi f$. Ovi vektori ems pojedinih provodnika fazno su pomereni. Njihova faza odgovara onom vremenu koje je potrebno da na primer, maksimum magnetnog polja pređe rastojanje između dva žleba (t_z), koje se naziva korak ožlebljenja.

Tako na primer, na sl. I.2.a., predstavljen je stator sinhronog generatora koji ima $Z = 24$ žleba. Rotor je dvopolni, tj. $p = 1$. Neka se u svakom žlebu nalazi samo po jedan provodnik $N_z = 1$. U posmatranom trenutku, kao na sl. I.2.a., osa severnog pola induktora, gde je fluks maksimalan, nalazi se naspram žleba i provod-

nika 1. To znači da je ugao između ose pola i žleba jednak nuli ($\alpha = 0$), pa je trenutna vrednost ems

$$e_{pr} = E_{prm} \cos 0 = E_{prm} = 2 E_{pr}$$

Stoga efektivnu vrednost ems provodnika 1 možemo predstaviti, kao na sl. I.2.b., vektorom 1, koji leži uspravno i poklapa se sa vremenskom osom OO' . Pošto čitav



Sl. I.2.

obim statora ima $Z = 24$ žleba onda će ugao između žlebova, tj. mehanički ugao α , i ugao između vektora ems pojedinih provodnika, tj. električni ugao θ , kod dvopolne mašine ($p = 1$), biti

$$\theta = \alpha = \frac{360}{Z} = \frac{360}{24} = 15^\circ$$

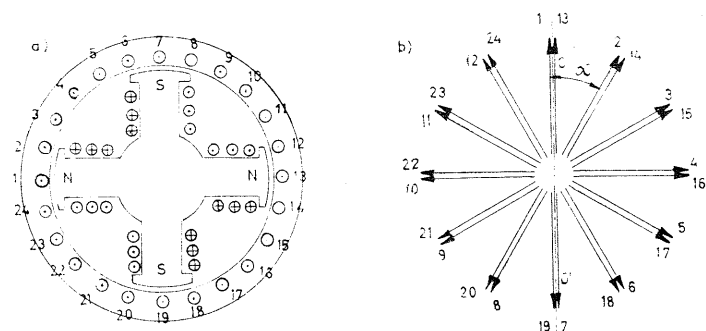
Stoga možemo nacrtati vektore ems žlebova od 1 do 24 pomerene jedan od drugog za 15° kao što je urađeno na Sl. I.2.b. Na taj način dobijamo zvezdu ems žlebova statora.

Uzimamo sada isti stator sa $Z = 24$ žleba, ali sa četvoropolnim induktorom ($p = 2$), kao što je predstavljeno na sl. I.3.a. Mehanički ugao između žlebova (provodnika) je isti kao i ranije $\alpha = 360/24 = 15^\circ$. Međutim, pošto mi u jedan navojak vezemo dva provodnika koji se nalaze na rastojanju $y = \tau$, na primer u osama dva susedna pola (severni i južni), možemo po celom obimu statora to užiniti dva puta ($p = 2$), pa će električni ugao između vektora koji predstavljaju ems pojedinih žlebova biti

$$\theta = p \alpha = 2 \cdot 15^\circ = 30^\circ$$

Stoga ćemo za svaki par polova dobiti po jednu zvezdu ems žlebova statora, i u ovom slučaju se dve zvezde ems poklapaju. To je i logično da, na primer, dve ems provodnika 1 i 13 koji se nalaze pod dva severna pola budu u fazi. Trenutne vrednosti

ems pojedinih žlebova, jednake su projekcijama njihovih vektora na vremensku osu OO' : tako na primer trenutne vrednosti ems žlebova 4, 10, 16 i 22 jednake su



Sl. I.3.

nuli, pošto se ovi žlebovi nalaze tačno na polovini rastojanja između osa polova odnosno u neutralnim osama.

Ovde valja napomenuti da se zvezde ems žlebova statora ne moraju, kod višepolnih mašina, poklapati. To je u slučaju kada broj žlebova Z i broj pari polova p nemaju zajedničku meru. Na primer ako je broj žlebova $Z = 24$, a broj pari polova $p = 5$, zvezde ems pojedinih pari polova su međusobno pomerene.

4. POJASNI NAVOJNI SAČINILAC

U članu 2. uzeli smo samo po jedan žleb po polu ($m = 1$) za obrazovanje navojaka (odnosno navojnog dela) i rekli smo da to predstavlja jedan koncentričan namot. Međutim, da bi se mašina što bolje iskoristila i da bi se dobila što veća ems, namoti se ne prave koncentrični, već se uzima više navojnih delova pod jednim parom polova, koji se vežu na red, tako da taj deo namota zauzima jedan čitav pojas po obimu statora.

Uzmimo deo kružne šeme jednog sinhronog generatora kao što je predstavljeno na sl. I.4. tako da pod jednim polom ima $z = 12$ žlebova. Povežimo provodnike u navojke tako da je navojni korak $y = \tau$. Umesto dužine navojni korak možemo izraziti brojem žlebova. U ovom slučaju to iznosi od žleba 1 do 13, tj. 12 žlebova. Ako vežemo na red četiri navojna dela što znači da je ukupni namot raspodeljen u žlebove i da zauzima pojas pod jednim polom od četiri žleba, $m = 4$. Ugao između dva žleba je $\theta = 360/24 = 15^\circ$. Pošto navojni deo 1—13 leži u osama polova u njemu će ems biti maksimalna tj.

$$e_1 = E_{1m} \cdot \cos 0^\circ = E_{1m}$$

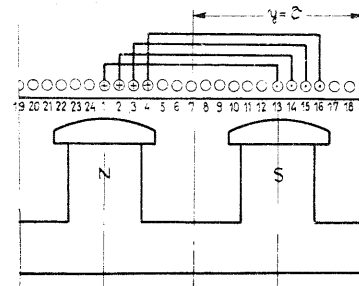
Ems navojaka 2—14, 3—15 i 4—16 biće

$$e_2 = E_{1m} \cos 15^\circ$$

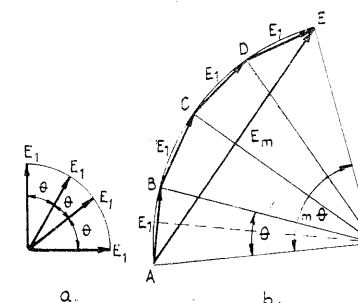
$$e_3 = E_{1m} \cos 30^\circ$$

$$e_4 = E_{1m} \cos 45^\circ$$

Prema tome, kada se m navojnih delova vežu na red, možemo efektivnu vrednost ems svakog navojnog dela predstaviti vektorima E_1 koji su kao na sl. I.5.a, međusobno pomerni za ugao θ . Ukupna ems svih m navojnih delova neće biti jednaka aritme-



Sl. I.4.



Sl. I.5.

tičkom zbiru ems pojedinih navojnih delova, već njihovom vektorskom zbiru. Odnos između njihovog vektorskog i aritmetičkog zbira naziva se pojasni navojni sačinilac

$$k_p = \frac{E_{(m)}}{m E_1} \quad (\text{I.12.})$$

Pojasni navojni sačinilac možemo odrediti prema sl. I.5.b. Ako vektorski saberemo ems pojedinih navojnih delova E_1 , dobijamo deo pravilnog mnogougona $ABCDE$, čija nam tetiva $\overline{AE}$ daje resultantnu ems $E(m)$.

Da bi odredili pojasni navojni sačinilac opišimo krug oko mnogougona, čiji je centar O , i povucimo radijuse R na početku svakog vektora E_1 . Centralni ugao između radijusa je θ , a ukupni centralni ugao je $m\theta$.

Tada je

$$k_p = \frac{E_{(m)}}{m E_1} = \frac{\sin \frac{m\theta}{2}}{m \sin \frac{\theta}{2}} \quad (\text{I.13.})$$

Da bi ovaj obrazac bio podesniji za praktičnu primenu, dobro je ugao $\theta/2$ zameniti pomoću broja žlebova po polu (z). Ako je broj žlebova po polu (z) onda se ima

$$t_z = \frac{\tau}{z} \quad (\text{I.14.})$$

S druge strane odnos punog ugla (2π) prema uglu θ , jednak je odnosu dvostrukog polnog koraka prema koraku ožlebljenja (t_z)

$$\frac{2\pi}{\theta} = \frac{\lambda}{t_z}$$

Odavde je

$$\frac{\theta}{2} = \frac{t_z \pi}{\lambda} = \frac{1}{z} \cdot \frac{\pi}{2}$$

Unoseći ovu vrednost u izraz za (k_p) dobijamo

$$k_p = \frac{\sin \frac{m}{z} \cdot \frac{\pi}{2}}{m \sin \frac{1}{z} \cdot \frac{\pi}{2}} \quad (\text{I.15.})$$

gde je z broj žlebova pod jednim polom, a m broj žlebova pod polom u koje dolaze namoti. Na bazi ovog obrasca mogu se izračunati i tabelarno srediti vrednosti pojasnih navojnih sačinilaca, za sve vrednosti m i z , koje praktično dolaze u obzir pri izvođenju namota.

Prema tome ems više navojnih delova raspoređenih u m žlebova po polu i vezanih na red jednaka je

$$E_{(m)} = k_p m E_1$$

Ako bi imali p pari polova, ukupna ems biće

$$E = k_p p m E_1$$

Ranije smo imali da je ems jednog navojnog dela

$$E_1 = 2 N_z E_{pr}$$

a

$$E_{pr} = 2,22 f \Phi$$

pa je ems čitavog namota

$$E = k_p p m 2 N_z \cdot 2,22 f \Phi \quad (\text{I.16.})$$

U ovom obrascu N_z je broj provodnika u jednom žlebu, $m N_z$ je broj provodnika tog namota pod jednim polom, a $2 p m N_z$ je ukupan broj provodnika tog namota pod svih $2 p$ polova, tj.

$$N = 2 p m N_z \quad (\text{I.17.})$$

Tako je ems čitavog namota

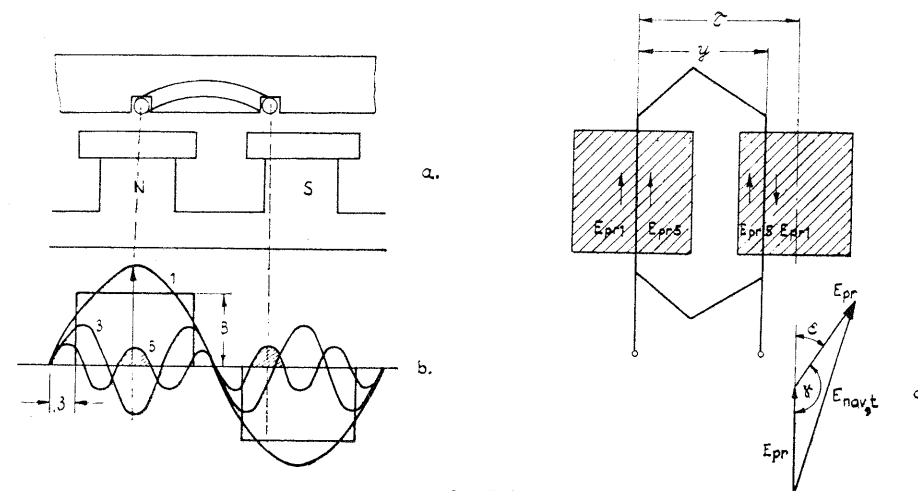
$$E = 2,22 k_p f N \Phi \quad (\text{I.18.})$$

Ovo može biti kod višefaznog namota namot jedne faze, kome pod svim polovima pripada N provodnika, smeštenih u m žlebova po polu pa prethodni izraz predstavlja ems jedne faze.

5. TETIVNI NAVOJNI SAČINILAC

Pri stvaranju magnetnog polja, uvek se teži da ono bude harmonično. Međutim, čisto harmonično polje je samo teorijski slučaj, a praktično ono uvek manje ili više odstupa od harmoničnog oblika. Tako na primer, ako površina polnih nastavaka

leži na krugu koncentričnom sa unutarnjim krugom statora, onda se oni u delu kružne šeme mogu predstaviti kao na sl. I.6.a., tj. ravni. Tada je međugvožđe stalne dužine, pa je isti i magnetni otpor pod čitavim polnim nastavkom. Zbog toga



Sl. I.6.

je i fluks pod polovima u međugvožđu iste vrednosti i može se predstaviti pravougaonom funkcijom, kao na sl. I.6.b., gde je visina pravougaonika B jednaka gustini fluksa. Ako hoćemo opet da računamo sa harmoničnim funkcijama onda pravougaonu funkciju $b(\theta)$ gde (θ) predstavlja ugao računat od ose koja deli dva pola, možemo rastaviti u Furijeov harmonični red. Pošto je periodična funkcija simetrična u odnosu na koordinatni početak i u odnosu na apscisnu osu, harmonični red će sadržavati samo sinusne neparne članove

$$b(\theta) = B_{1m} \sin \theta + B_{3m} \sin 3\theta + B_{5m} \sin 5\theta + B_{7m} \sin 7\theta + \dots \quad (\text{I.19.})$$

Prvi član ovog reda naziva se osnovni harmonik, a ostali članovi, harmonici višeg reda. Amplitude osnovnog i viših harmonika su B_{1m} , B_{3m} , B_{5m} , B_{7m} , ...

U slučaju pravougaone funkcije, čija je visina B , amplituda osnovnog harmonika iznosi

$$B_{1m} = \frac{4}{\pi} B \cos \beta$$

gde je β polovina rastojanja između dva pravougaonika (tj. polna nastavka) izražena uglom. Amplituda trećeg harmonika je

$$B_{3m} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{3} \cdot B \cos 3\beta$$

Amplituda svakog višeg harmonika manja je od amplitude osnovnog onoliko puta koliki je red harmonika. Učestanost je pak toliko puta veća. Kada se induktor obrće onda će se u navojku indukta, čiji je navojni korak jednak polnom ($y = \tau$), indukovati

ems koja takođe ima pravougaoni oblik. Sada ems možemo rastaviti na harmonične komponente, kao što je za osnovni, treći i peti harmonik urađeno na sl. I.6.b. Ako želimo da se oslobodimo nekog harmonika na primer petog, onda navojni korak treba da je manji od polnog, tj. provodnik koji se nalazi pod južnim polom treba da dođe na ono mesto gde peti harmonik ima isti smer kao pod severnim. Dva pozitivna polutalasa petog harmonika pod severnim i južnim polom su izbrazdana na sl. I.6.b. Kada postavimo navojak na to mesto, tako da je navojni korak manji od polnog ($\gamma < \tau$), onda su ems usled petog harmonika (E_{pr5}) u provodnicima pod raznim polovima istog smera, pa se u zajedničkom kolu navojka poništavaju. (Ems usled trećeg harmonika suzbija se na drugi način). Pošto kod dvopolne mašine ($p = 1$) navojak sa skraćenim navojnim korakom leži na tetivi kruga, onda se ova vrsta namota naziva tetivni namot ili namot sa skraćenim navojnim korakom. Ali tada je, prema sl. I.6.b., ems usled osnovnog harmonika u levom provodniku maksimalna, a u desnom je manja. To vektorski možemo predstaviti kao na sl. I.6.d., tj. da je ems i u desnom provodniku iste amplitude kao u levom, ali je fazno pomeren za ugao (ϵ) koji odgovara skraćenju navojnog koraka. U cilju određivanja ems tetivnog navojka ($E_{nav,t}$) poći ćemo od sl. I.6.d., gde je γ ugao između vektora ems po provodniku. Za ugao θ između ems dva provodnika imali smo kod prečničkog namotaja

$$\frac{2\pi}{\theta} = \frac{\lambda}{t_z} \quad \text{odnosno} \quad \theta = \frac{2\pi}{2\tau} \cdot t_z$$

Ako se navojak sastoji od provodnika 1 i n , onda je navojni korak

$$\gamma = (n - 1) t_z \quad (I.20.)$$

a ugao

$$\gamma = (n - 1) \theta \quad (I.21.)$$

Prema sl. I.6.d. je

$$E_{nav,t} = 2 E_{pr} \sin \frac{\gamma}{2} \quad (I.22.)$$

Kada za γ uvrstimo prethodne vrednosti

$$\frac{\gamma}{2} = \frac{(n - 1) \theta}{2} = \frac{\gamma}{\tau} \cdot \frac{\pi}{2} \quad (I.23.)$$

dobijamo za ems tetivnog navojka

$$E_{nav,t} = 2 E_{pr} \sin \frac{\gamma}{\tau} \cdot \frac{\pi}{2} \quad (I.24.)$$

Odnos između vektorskog i algebarskog zbira ems po provodniku

$$k_t = \frac{E_{nav,t}}{2 E_{pr}} = \sin \frac{\gamma}{\tau} \cdot \frac{\pi}{2} \quad (I.25.)$$

definiše se kao tetivni navojni sačinilac. To znači da se ems tetivnog navojka dobije kada se ems prečničkog navojka ($E_{nav} = 2 E_{pr}$) pomnoži sa tetivnim navojnim sačinioem

$$E_{nav,t} = k_t \cdot 2 E_{pr} \quad (I.26.)$$

6. IZRAZ EMS NAMOTA JEDNE FAZE

U slučaju raspodeljenog namota izveli smo u članu 2, za razliku od koncentričnog prečničkog namota na primer jednog navojka gde ne postoji tetivni navojni sačinilac, da je ems po navoju jedne faze $E = 2,22 k_p f N \Phi$. Tu smo pretpostavili da je namot raspodeljen u m od ukupno z žlebova po fazi, da je u žlebu N_z provodnika i da su svi navojni delovi pod p pari polova vezani na red, tako da čine namot jedne faze čitave mašine.

Ako je namot tetivni (sa skraćenim navojnim korakom) onda se mora uzeti u obzir i tetivni navojni sačinilac, tako da je ems

$$E = 2,22 k f N \Phi \quad (I.27.)$$

gde je k resultantni navojni sačinilac

$$k = k_p \cdot k_t \quad (I.28.)$$

jednak proizvodu pojasnog navojnog sačinioa i tetivnog. Vrednosti navojnih sačinilaca su vrlo bliske jedinici. Mogu se tabelarno srediti za sve slučajeve koji u praksi dolaze. Ako je namot prečnički onda je $k_t = 1$, te imamo samo pojasni navojni sačinilac.

Prema tome pojasni navojni sačinilac je posledica raspodeljenosti namota. Ako hoćemo da dobijemo što veću ems prelazimo sa koncentričnog na raspodeljeni namot, ali ipak ems ne može biti m puta veća. Pojasni navojni sačinilac srazmeran je na neki način vremenu koje je potrebno da maksimum polja dođe iz ose jednog u osu sledećeg žleba. Tetivni navojni sačinilac utiče tako da je ems još nešto manja. Praktično to znači da za postizanje određene ems usled osnovnog harmonika trošimo pri namotavanju mašine nešto više bakra, ali zato uspevamo da poništimo peti harmonik.

7. TROFAZNI NAMOTI

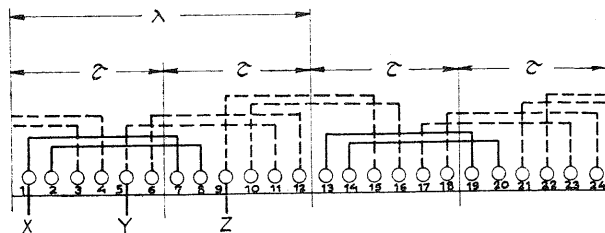
Sve što je do sada rečeno o principima gradnje namota može se primeniti na trofazne namote (broj faza $q = 3$) koji se danas najčešće upotrebljavaju. Pri gradnji trofaznih namota mora se paziti da ems svih faza budu jednake po vrednosti i da jedna prema drugoj kasne za jednu trećinu periode. To se postiže simetrijom namota tj. da namoti svih faza budu istog sastava i da jedan prema drugom budu prostorno pomereni za q -ti deo dvostrukog polnog koraka (λ/q).

Pri gradnji q -faznog namota, najpre se obim indukta podeli na željeni broj polova ($2p$). Svakom polu pripada polni korak (τ). Da bi pod svakim polom imali delove namota svake faze, svaki polni korak podeli se na q delova, $s = \tau/q$. Takav jedan deo, $s = \tau/q$, naziva se pojas. Prema tome pod svakim polom jedan pojas zauzimaju žlebovi (i provodnici) jedne faze. Sve ove veličine mogu se izraziti pomoću koraka ožlebljenja

$$s = m t_z; \quad \tau = z t_z; \quad \lambda = 2 z t_z; \quad \pi d = z t_z$$

Primera radi uzimamo sl. I.7. na kojoj je prikazana razvijena šema statora koji ima $Z = 24$ žleba, i $p = 2$. To znači svakom polu pripada $z = Z/2p = 24/4 = 6$ žlebova. Ako hoćemo da stavimo trofazni namot onda jednoj fazi pod jednim polom pripada $m = z/q = 6/3 = 2$ žleba, tj. pojas svake faze pod jednim polom obuhvata

dva žleba. Ako je navojni korak jednak sa polnim ($y = \tau$), onda vezujemo provodnike u žlebovima 1 i 7, ($y = 6$), a zatim provodnike u žlebovima 2 i 8. Tako smo završili

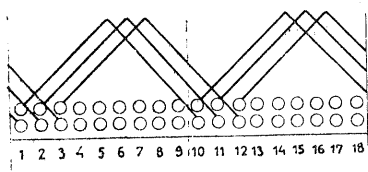


Sl. I.7.

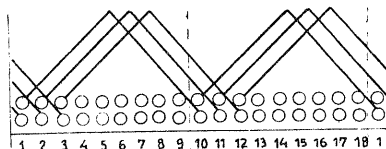
jednu fazu pod jednim parom polova. Pod sledećim parom polova uradimo isto tako (provodnici u žlebovima 13—19 i 14—20), pa smo završili namot jedne faze.

Dругу fazu počinjemo na rastojanju λ/q , tj. $2z/q = 12/3 = 4$ žleba od početka prve faze. Zatim početak treće faze na rastojanju λ/q od početka druge faze. Tako smo dobili jednoslojni namot sa odeljenim pojasevima, zato što su svi provodnici u jednom sloju, i što u svakih m žlebova dolaze provodnici svake faze vidno odeljeni.

Pored jednoslojnih imamo i dvoslojne namote, kada se provodnici u jednom žlebu podele u dva svežnja. Princip dvoslojnog namota prikazan je na sl. I.8., čiji su podaci: $z = 9$, $m = z/q = 9/3 = 3$ žleba. Dvoslojni namoti obično se izrađuju sa skraćenim navojnim korakom, kao što je šematski (principski) predstavljeno na sl. I.9., čiji su podaci $z = 9$, $y = 9 - 1 = 8$, $m = z/q = z/3 = 3$. Ali ovde pojas nije odvojen. Pošto u jednom pojasu dolaze žlebovi u koje su smešteni provodnici dve razne faze pojas se naziva mešovit.



Sl. I.8.



Sl. I.9.

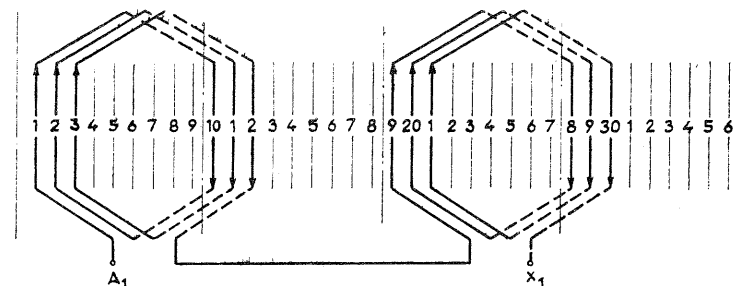
U prethodnim članovima razmotreni su osnovni principi izrade namota. U sledećim članovima ćemo detaljnije analizirati razne vrste namota ilustrujući izlaganje konkretnim primerima izvođenja.

8. TROFAZNI DVOSLOJNI NAMOTI SA CELIM BROJEM ŽLEBOVA PO POLU I FAZI

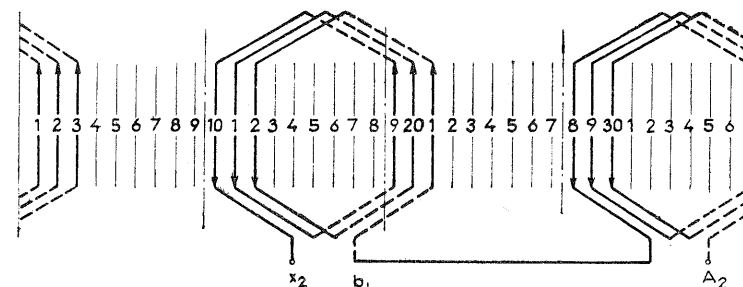
Primena ovih namota je danas vrlo široka. Upšte se dvoslojni trofazni namoti mogu izvesti kao omčasti ili valoviti namoti. Kod višepolnih mašina najčešće su u upotrebi namoti sa navojnim korakom jednakim polnom koraku ($y = \tau$, prečnički

namoti). Namoti mašina sa malim brojem polova obično su izvedeni sa skraćenim navojnim korakom ($y < \tau$, tetivni namoti).

8.1. Trofazni dvoslojni omčasti namoti. — Omčasti namot koji je prikazan na sl. I.10, kao i sve ostale vrste, sastoji se od navojaka čiji se provodnici nalaze smešteni ispod dva susedna pola. Sa sl. I.10. se vidi da je omčasti namot izveden na taj način što su provodnici međusobno spojeni u obliku zamke ili omče, po čemu je namot i dobio ime.



a.



Sl. I.10.

Ovi namoti imaju niz dobrih osobina koje su obezbedile njihovu rasprostranjenost. Od njih naročito možemo istaći:

- prostu izradu namota, budući da svi navojni delovi imaju isti oblik, te se zbog toga mogu izvesti pomoću šablona;
- mogućnost da se namot izvede sa većim brojem paralelnih grana;
- mogućnost izvođenja namota sa skraćenim navojnim korakom čime se postiže povoljan oblik krive ems i magnetnog polja;
- skraćivanje bočnih veza kao posledica skraćenog navojnog koraka dovodi do ušteda u bakru.

Kao nedostaci ove vrste namota mogu se navesti:

- potreba da se pri oštećenju donjeg navojnog dela u žlebu mora izvlačiti ceo navojni deo;
- ne postoji mogućnost da se izvede razdeljeni stator bez vađenja navojnih delova iz žlebova.

Princip izvođenja omčastog namota prikazan je na sl. I.10. Ovde smo uzeli u razmatranje namot sa sledećim podacima

$$Z = 36, p = 2, q = 3$$

Broj žlebova po polu i fazi je

$$m = \frac{Z}{2pq} = \frac{36}{2 \cdot 2 \cdot 3} = 3 \quad (\text{I.29.})$$

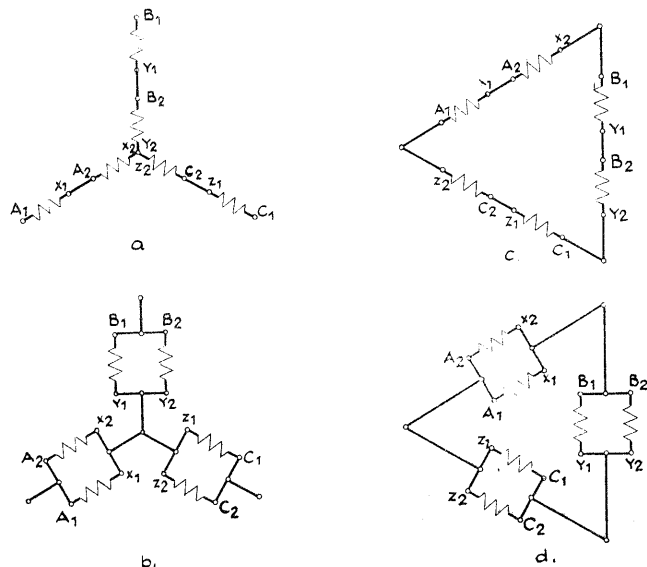
To znači da prva tri žleba pod svakim polnim korakom pripadaju fazi A.

Na sl. I.10.a. prikazana je na ovom principu izvedena jedna polovina namota faze A. Svežnjevi provodnika faze A, koji se nalaze u donjim delovima žleba, prikazani su isprekidanim linijama, a svežnjevi u gornjim delovima žleba — punim linijama. Na sl. I.10.a. vidimo prvu polovinu namota faze A, sa levim stranama ispod prvog i trećeg, a desnim ispod drugog i četvrtog pola. Na sl. 10.b. prikazana je druga polovina namota faze A sa levim stranama ispod drugog i četvrtog, a desnim ispod prvog i trećeg pola.

Ako uočimo smer indukovanih ems u provodnicima ispod pojedinih polova, vidimo da će on u prvoj polovini namota biti suprotan onome u drugoj polovini namota faze A. To znači da o ovoj činjenici moramo voditi računa pri spajanju ove dve polovine u jedinstven namot faze A.

Obe polovine namota faze A možemo spojiti na red ili paralelno. Ovo isto važi i za delove namota ostalih faza. Budući da trofazne sisteme možemo spregnuti u zvezdu ili trougao, dolazimo do nekoliko praktičnih mogućnosti povezivanja koje su prikazane na sl. I.11.

Iz ove analize sledi da istim namotom možemo dobiti četiri različite vrednosti ems. Ukoliko namotu na sl. I.11.a. odgovara ems E, onda namotima prikazanim na sl. I.11.b., c, i d, odgovaraju ems: $0,5 E$ (sl. I.11.b.); $E/\sqrt{3}$; (sl. I.11.c.) i $E/2\sqrt{3}$ (sl. I.11.d.).



Sl. I.11.

Na sl. I.12.a. prikazan je kompletan trofazni dvoslojni omčasti namot sa celim brojem žlebova po polu i fazi, sa podacima koje smo napred naveli.

U skladu sa onim što je rečeno u članu 3, na sl. I.12.b. pretstavljena je zvezda ems žlebova. Mehanički ugao je $\alpha = 360/36 = 10^\circ$, a električni $\theta = p\alpha = 2 \cdot 10 = 20^\circ$. Pošto broj žlebova i broj pari polova imaju zajedničku meru, zvezde ems oba para polova će se poklapati. Stoga su nacrtana 36 vektora ems žlebova i obeleženi su brojevima od 1 do 36, bez crte. Sada ćemo nešto dopuniti ono što je u članu 1. dato u vezi sa sabiranjem ems. Neka je šema jedne faze namota prikazana na sl. I.10.a. deblje izvučenom linijom. Ako na njoj obeležimo smer ems, onda vidimo da se polazeći od tačke A, kroz žlebove 1, 10, 2, 11 itd. krećemo duž namota tako da provodnike pod jednim polom obilazimo odozdo naviše, a provodnike pod susednim polom odozgo naniže. Na primer, provodnike prve polovine namota faze A, koji se nalaze u žlebu 1, obilazimo odozdo naviše, a provodnike iste polovine namota koji se nalaze u žlebu 10, obilazimo odozgo naniže. Pri tome, da bi dobili ems navojaka ovog navojnog dela treba od vektora 1 (sl. I.12.b.) oduzeti vektor 10. Međutim, može se postupiti i tako da se vektor 1 sabere sa vektorom 10', koji smo dobili zaokretanjem vektora 10 za 180° . U skladu sa ovim su na sl. I.12.b. nacrtana 36 vektora ems žlebova označena brojevima od 1 do 36 i 36 vektora zaokrenuta u odnosu na njih za 180° , označena brojevima od 1' do 36'.

Radi dobijanja ems jedne faze namota neophodno je sabrati vektore bez crta onih žlebova na koje pri kretanju duž namota nailazimo odozdo naviše sa vektorima označenim crtom onih žlebova, na koje nailazimo pri kretanju odozgo naniže.

Ako usvojimo da analogno označimo strane navojnih delova u zavisnosti od smera obilaženja pri kretanju duž šeme namota, onda će red povezivanja navojnih delova namota sa sl. I.12.a. biti određen sledećom tablicom:

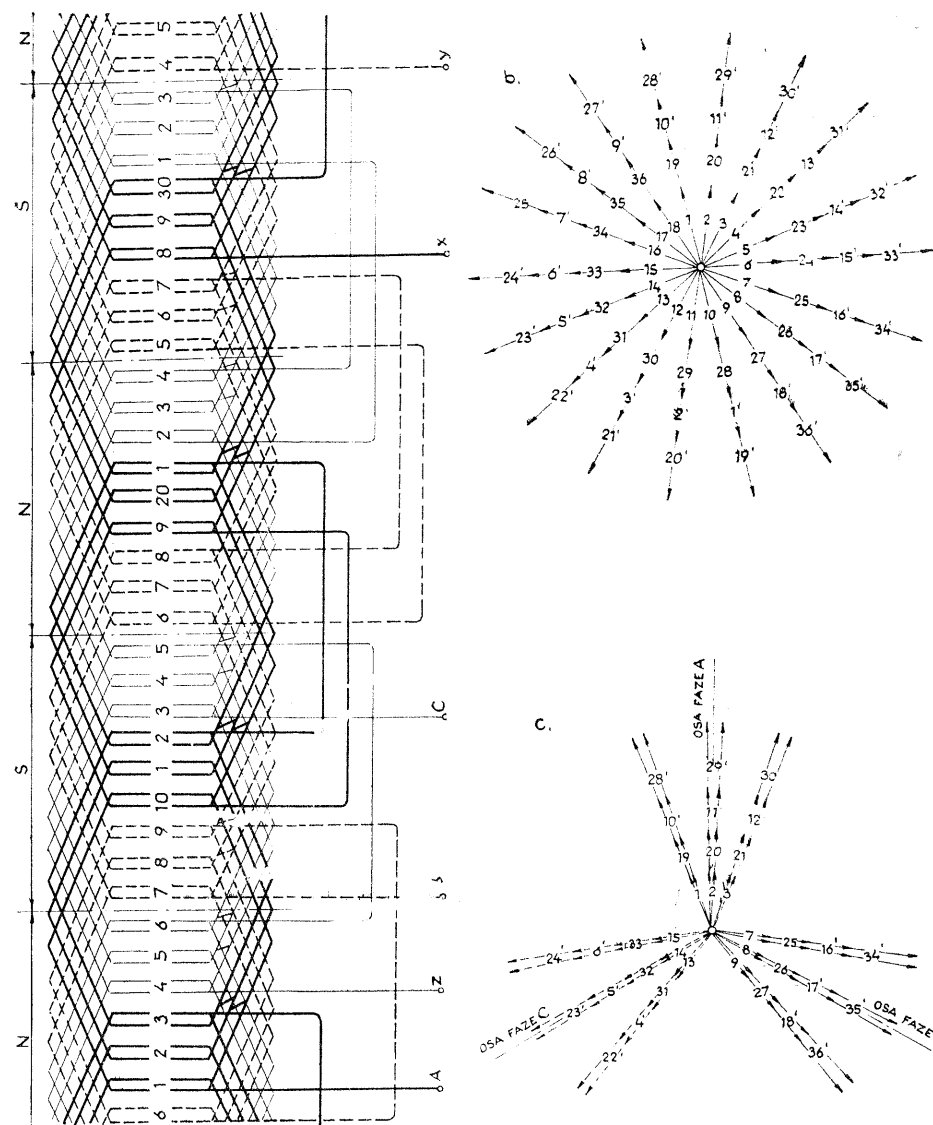
A	1 — 10' — 2 — 11' — 3 — 12' — 21 — 12' — 20 — 11' — 19 — 10' — 19 — 28' — 20 — 29' — 21 — 30' — 3 — 30' — 2 — 29' — 1 — 28' — x
B	7 — 16' — 8 — 17' — 9 — 18' — 27 — 18' — 26 — 17' — 25 — 16' — 25 — 34' — 26 — 35' — 27 — 36' — 9 — 36' — 8 — 35' — 7 — 34' — y
C	13 — 22' — 14 — 23' — 15 — 24' — 33 — 24' — 32 — 23' — 31 — 22' — 31 — 4' — 32' — 5 — 33 — 6' — 15 — 6' — 14 — 5' — 13 — 4' — z

Na sl. I.12.c., dobijenom sabiranjem vektora prema gornjoj tablici, vidimo da zvezda ems žlebova ima oblik tri usredsređene grupe čije rezultatne geometrijske sume vektora imaju ose međusobno pomerene za 120° . To pokazuje da smo spajanjem navojnih delova namota dobili pravilan trofazni sistem.

Namot na sl. I.12.a. izveden je rednim spajanjem navojnih delova. Napred smo već kazali da postoje i druge mogućnosti, u ovom slučaju to se može izvesti i sa po dve ili četiri paralelne grupe.

Kao primer dvoslojnog omčastog namota sa celim brojem žlebova po polu i fazi sa skraćenim navojnim korakom prikazan je na sl. I.13. namot sa sledećim podacima

$$Z = 36, p = 2, q = 3, y = 9 - 2 = 7$$



Sl. I.12.a.

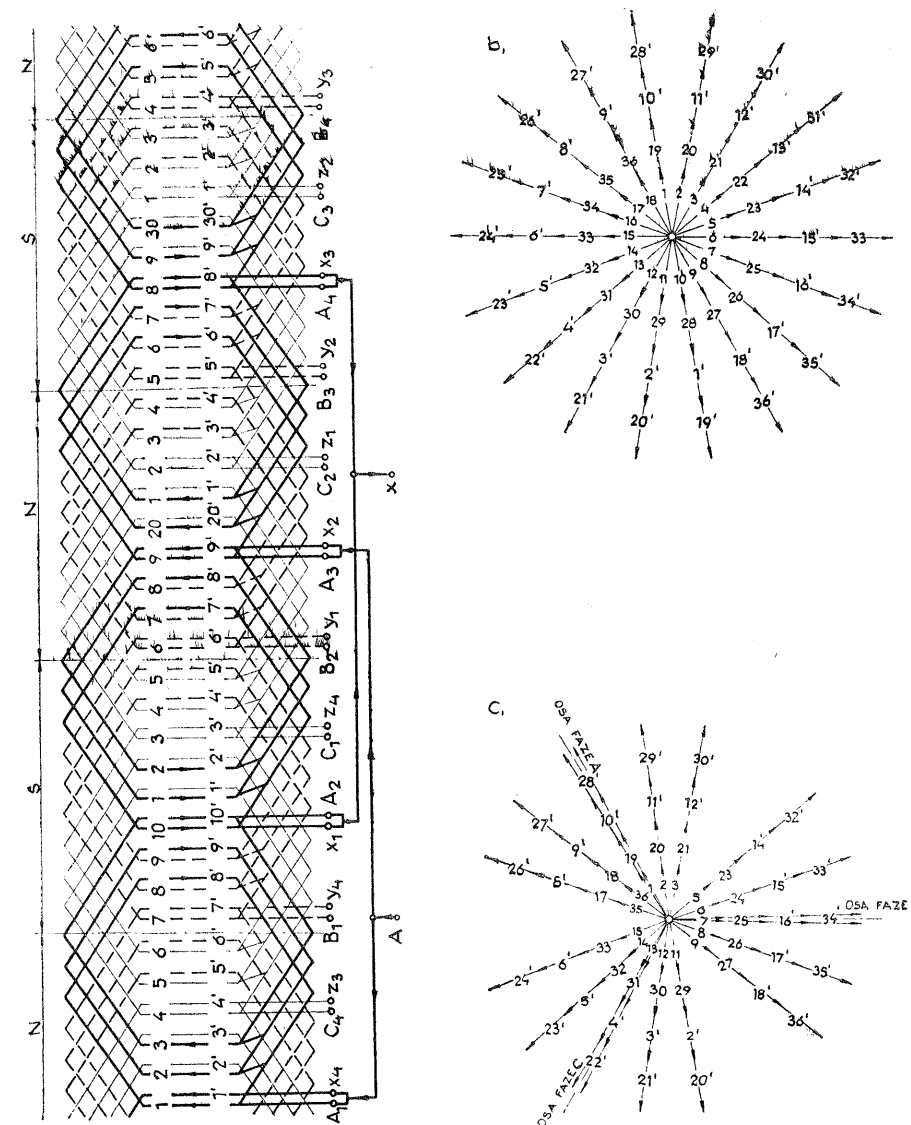
Sl. I.12.b.c.

Tablica veza ovog namota je:

A — 1 — 8' — 2 — 9' — 3 — 10' — 19 — 12' — 18 — 11' — 17 — 10' —
 — 19 — 26' — 20 — 27' — 21 — 28' — 1 — 30' — 36 — 29' — 35 — 28' — x
 B — 7 — 14' — 8 — 15' — 9 — 16' — 25 — 18' — 24 — 17' — 28 — 16' —
 — 25 — 32' — 26 — 33' — 27 — 34' — 7 — 36' — 6 — 35' — 5 — 34' — y
 C — 13 — 20' — 14 — 21' — 15 — 22' — 31 — 24' — 30 — 23' — 29 — 22' —
 — 31 — 2' — 32 — 3' — 33 — 4' — 13 — 6' — 12 — 5' — 11 — 4' — z

U ovom primeru je namot faze A dobijen paralelnim spajanjem četiri paralelne grupe navojnih delova. Međutim, za ovaj namot važi ono što je rečeno za namot sa navojnim korakom jednakim polnom koraku ($y = \tau$), tj. spajanje pojedinih grupa navojnih delova može biti izvedeno redno, ili paralelno, tako što ćemo u svakoj fazi dve grupe redno povezanih navojnih delova spojiti paralelno.

8.2. Trofazni dvoslojni valoviti namoti. — Valoviti namot se dobija rednim spajanjem provodnika (ili navojnih delova) ispod svih polova uz neprekidno obilaženje obima statora ili rotora. Zbog toga što u tom slučaju dobijemo



Sl. I.13.a.

Sl. I.13.b.c.

valoviti oblik prelaza od jednog provodnika do drugog, ili od jednog navojnog dela do drugog, ovaj namot je dobio naziv valoviti.

Ovi namoti se najčešće primenjuju za rotore asinhronih mašina sa prstenovima. Obično su tada izvedeni sa navojnim korakom jednakim polnom.

Da bi dobili valoviti namot naizmenične struje primenjujemo namot sa ukupnim navojnim korakom

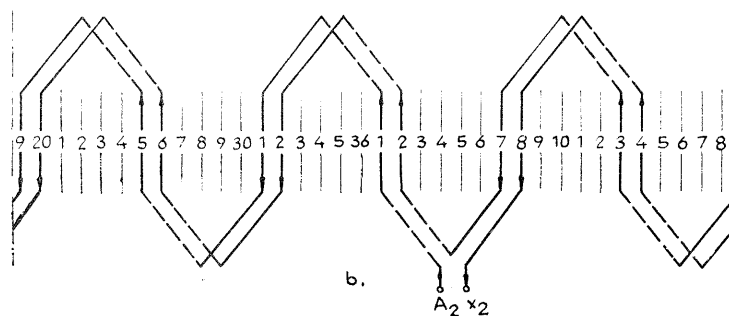
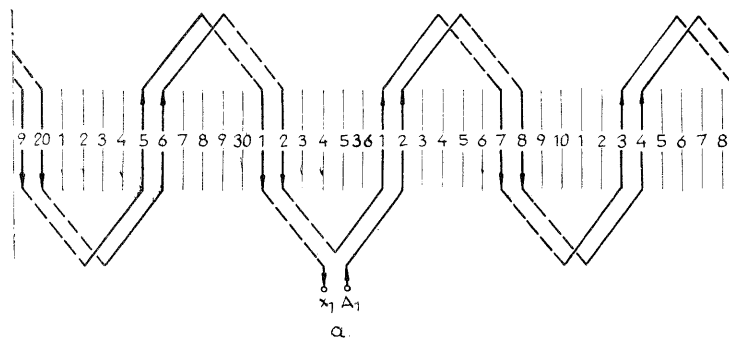
$$y = \frac{Z}{p} \quad (\text{I.30.})$$

Ovaj ukupni navojni korak delimo na delimične y_1 i y_2 . Prilikom jednog obilaska oko obima dobije se nanizani lanac navojka koji imaju jednake korake. Prelaz na sledeći lanac izvodi se spojnim (prelaznim) korakom. Ovaj je ili skraćen ili produžen, jer se samo na taj način može izbeći da se namot zatvori sam u sebe.

Na sl. 1.14.a. prikazan je način izvođenja valovitog namota i prva polovina namota faze A; na sl. 1.14.b. prikazana je druga polovina namota faze A.

Na sl. 1.14.c. prikazana je razvijena potpuna šema valovitog namota sa navojnim korakom jednakim polnom sa sledećim podacima

$$\begin{aligned} p &= 3 \\ Z &= 36 \\ m &= 2 \\ y &= Z/p = 36/3 = 12 \\ y_1 &= 6 \\ y_2 &= 6 \end{aligned}$$



Sl. I.14.a.b.

Navojni delovi svake polovine namota jedne faze spojeni su redno, a ove mogu biti prema šemi na sl. I.11.a. vezane u zvezdu. Sa sl. I. 14.c. se vidi da postoje dva različita koraka, pri čemu su kraći koraci na jednom mestu udruženi.

9. TROFAZNI JEDNOSLOJNI NAMOTI SA NAVOJNIM DELOVIMA JEDNAKE ŠIRINE

Jednoslojni namoti su izvedeni tako da se u svakom žlebu nalazi samo po jedan svežanj provodnika odnosno jedna strana navojnog dela. Znači da je kod njih broj navojnih delova jednak polovini broja žlebova.

Jednoslojni namoti su ranije imali mnogo širu primenu. Danas ih uglavnom susrećemo, u prilično velikom broju, u mašina starije konstrukcije, koje se još uvek nalaze u eksploataciji. U električnim mašinama novije proizvodnje ovi namoti su potpuno istisnuti dvoslojnim namotima i primenjuju se samo u nekim posebnim slučajevima.

Namate koje razmatramo u ovom članu često nazivaju i šablonskim, zato što su svi njihovi navojni delovi istog oblika i mogu se namotavati na opštem šablonu.

Nedostatak svih namota sa navojnim delovima jednake širine je vrlo težak postupak pri popravci.

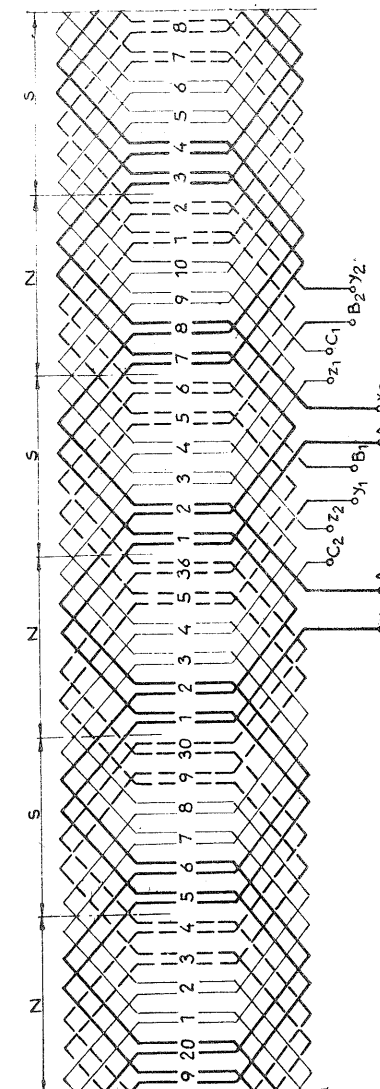
Jednoslojni omčašti namot sa skraćenim navojnim korakom prikazan je na sl. 1.15.a. Podaci namota su

$$Z = 48; p = 2; m = 4;$$

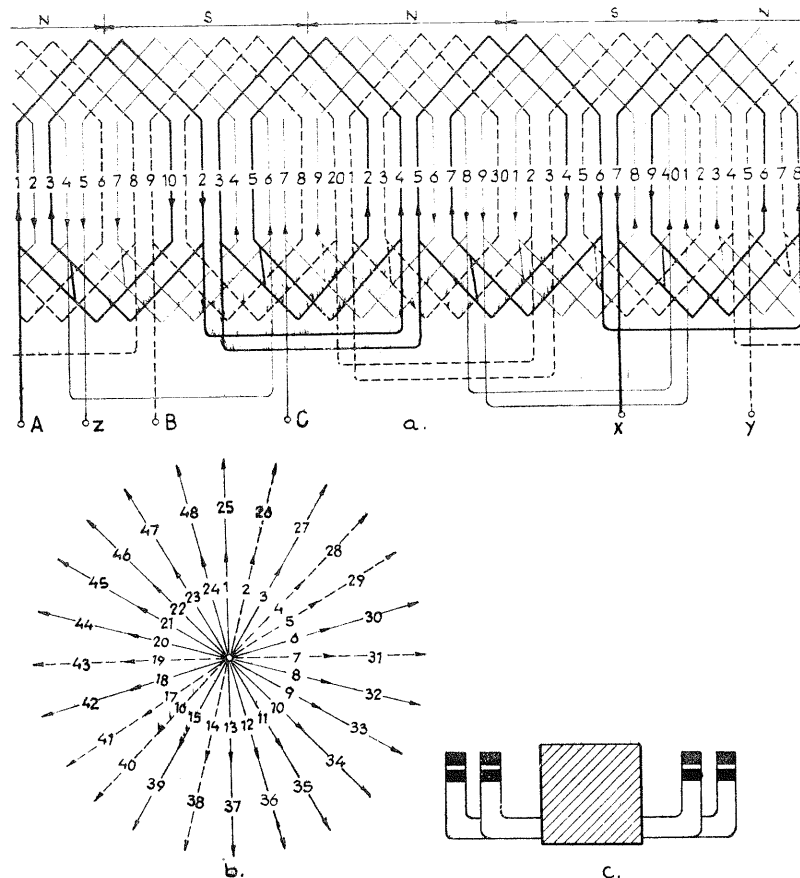
$$y : \tau = 9 : 12$$

Mehanički ugao između pojedinih žlebova je $\alpha = 360/48 = 7,5^\circ$, a električni ugao je $\theta = p\alpha = 2 \cdot 7,5 = 15^\circ$. Zvezda ems žlebova ovog namota prikazana je na sl. 1.15.b. Pošto broj žlebova i broj pari polova imaju zajedničku meru, zvezde ems pojedinih pari polova se poklapaju. Bočne veze namota su postavljene u dve ravni, normalne na osu mašine i to tako što se provodnici bočnih veza delova namota sa sl. 1.15.a. savijeni na jednu stranu nalaze u jednoj ravni, a savijeni na drugu stranu nalaze u drugoj ravni (sl. 1.15.c.).

Kod namota sa navojnim delovima jednake širine potrebno je da rastojanje između bočnih veza bude jednako duž celog namota, jer se time povećava izolaciona čvrstoća i omogućava bolja cirkulacija vazduha koji hladi namote.



Sl. I.14.c.



Sl. I.15.

Ako je debljina izolovanog svežnja provodnika bočne veze (b), kao što je šematski pretstavljeno na sl. 1.16., a međusobni razmak (c), onda ćemo gornji uslov jednakog rastojanja između bočnih veza ostvariti na taj način što ćemo za osnovni krug prečnika $d = Z(b + c)/\pi$ nacrtati evolvente i na taj način formirati oblik bočnih veza. Grafički možemo evolvente osnovnog kruga dobiti odmotavajući sa osnovnog kruga nategnutu žicu sa označenim tačkama na rastojanju $(b + c)$.

Osobina ovih evolventa je da je njihovo rastojanje svuda jednako $(b + c)$. Namoti sa ovako izvedenim bočnim vezama su zato i dobili naziv evolventni namoti.

Ova vrsta namota se upotrebljava kod mašina sa velikim polnim korakom kao što su turbogeneratori.

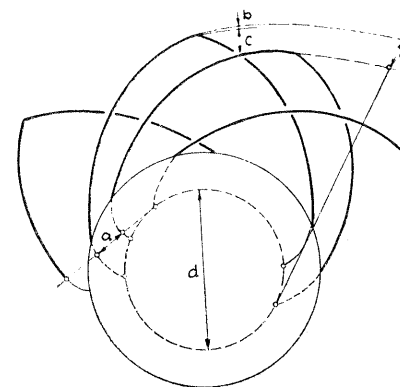
Kod asinhronih mašina manjih snaga nalaze izvesnu primenu jednoslojni namoti čija je šema slična prikazanoj na sl. 1.15. Razlika se sastoji u tome što se

bočnim vezama daje drugačiji oblik s obzirom da su navojni delovi u ovom slučaju sastavljeni od mnogo navojaka i pri postavljanju se lako deformišu. Razvijena šema jednog ovakvog namota za

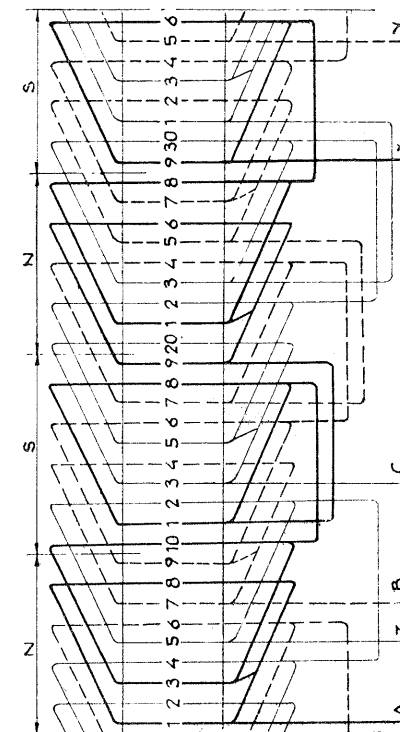
$$Z = 36, p = 2, q = 3, y : \tau = 7 : 9$$

prikazana je na sl. 1.17.

Jednoslojni namoti sa navojnim korakom jednake širine mogu se pri parnom broju žlebova po polu i fazi (m) izraditi savijanjem bočnih veza $(m/2)$ navojnih delova na jednu stranu i $(m/2)$ drugih, susednih navojnih delova na drugu stranu. I pored toga što su navojni koraci ovih namota u ovom slučaju kraći od polnog



Sl. I.16.



Sl. I.17.

koraka ipak oni imaju sve bitne osobine namota sa navojnim korakom jednakim polnom, zato što se pojasevi raznih faza ne ukrštaju i sve provodnike jedne faze mogli bi prespojiti u navojne delove sa navojnim korakom jednakim polnom koraku. Zbog toga, pri određivanju navojnih sačinilaca ovih namota treba računati sa navojnim koracima jednakim polnom, a za vrednost (m) uzimati stvarni broj žlebova po polu i fazi.

Šema ovakvog namota, koji je prikazan na sl. 1.18., ima sledeće podatke

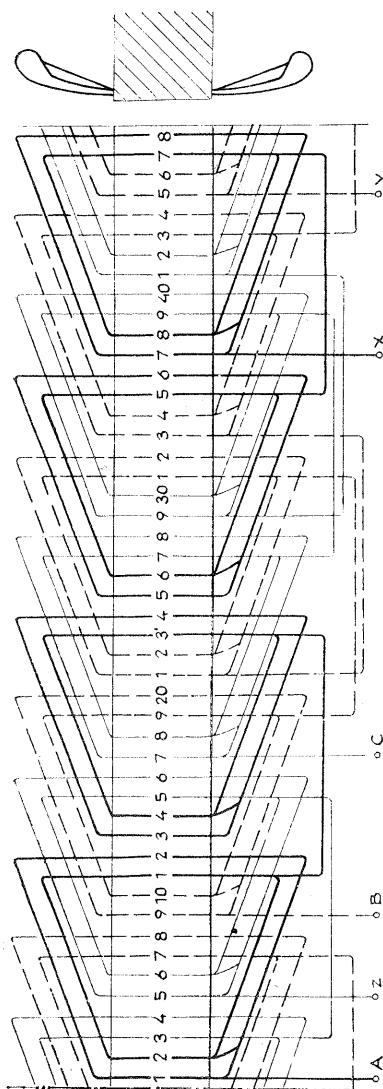
$$Z = 48, p = 2, m = 4, y \text{ (srednje)} = 12 - 2 = 10$$

Bočne veze kod ovog namota su iste kao i na sl. 1.17., ali s obzirom da je izveden sa skraćenim navojnim korakom, kraće su nego kod namota sa navojnim korakom jednakim polnom i u odnosu na poslednje ovo predstavlja preimućstvo ovih namota.

10. TROFAZNI JEDNOSLOJNI KONCENTRIČNI NAMOTI SA CELIM BROJEM ŽLEBOVA PO POLU I FAZI

Ovi namoti su dobili naziv po tome što se grupe navojnih delova od kojih su sastavljeni namoti sastoje iz koncentričnih navojnih delova različite širine. Danas su retko u upotrebi i to isključivo u mašina malih snaga, dok su se ranije primenjivali mnogo više u asinhronih i sinhronih mašina.

10.1. Namoti sa bočnim vezama u dve ravni. — U ove vrste namota bočne veze su raspoređene samo u dve ravni. Ovakav namot se može izvesti samo u mašina sa parnim brojem parova polova (p). Na sl. 1.19. se vidi da su bočne veze jednoliko raspoređene na bočnim stranama mašine. Podaci namota su: $Z = 24$; $p = 2$ i $m = 2$.



Sl. 1.18.

Kao prednost ove vrste namota navesti ćemo da je za bočne veze potrebno manje prostora ako su raspoređene u dve a ne u tri ravni.

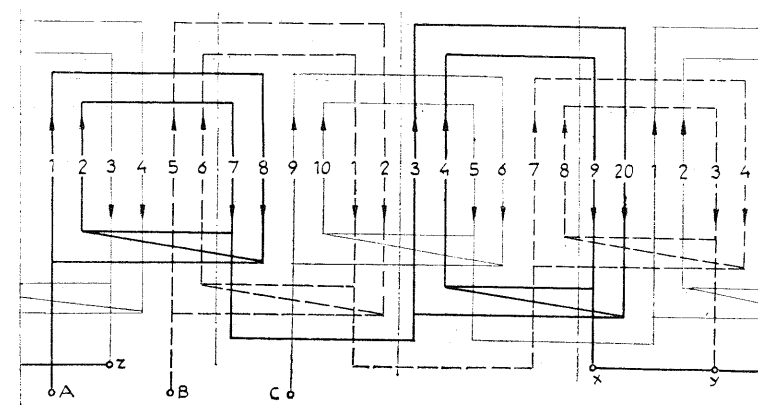
Kod koncentričnih namota se javljaju teškoće pri paralelnom spajanju navojnih delova jedne faze, zato što navojni delovi različite širine imaju nejednake omske i induktivne otpore pa će kroz njih proticati struje različite vrednosti. Paralelno spajanje se primenjuje kod vrlo velikih struja i tada je potrebno, da bi izbegli struje izjednačenja u opterećenoj mašini, prvo, da ems koje indukuje zajednički fluks u spojenim granama budu jednake i drugo, da omski i induktivni otpori grupa budu jednaki. Kod namota sa bočnim vezama u dve ravni je teško ispuniti ovaj drugi zahtev zbog različitog oblika navojnih delova i to predstavlja njihov osetan nedostatak.

Napred smo razmatrali namot kada mašina ima paran broj parova polova (p).

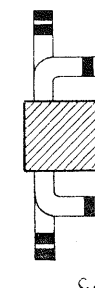
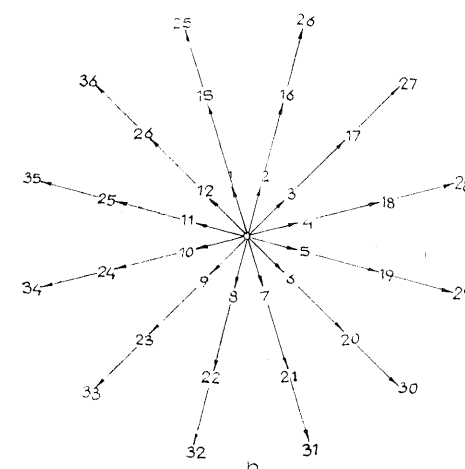
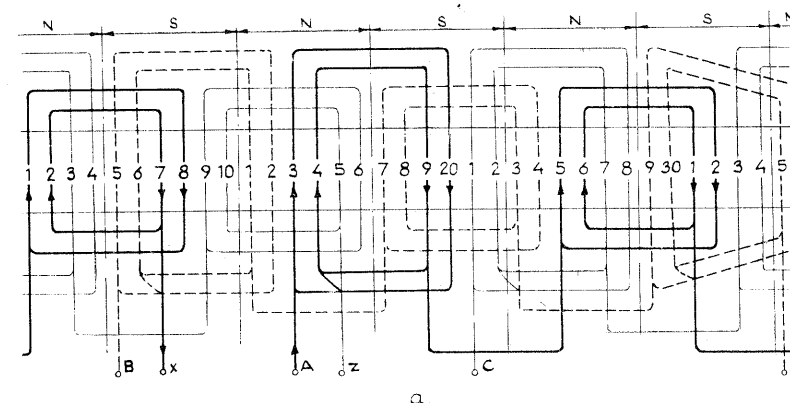
U tom slučaju svaki fazni namot ima $\left(\frac{p}{2}\right)$

dugačkih i $\left(\frac{p}{2}\right)$ kratkih navojnih delova.

Ako je, međutim, broj parova polova neparan broj, onda jedan fazni namot ima jedan navojni deo čije su bočne veze izvijene i prelaze iz jedne ravni u drugu, zato što je tada broj grupa navojnih delova za celu mašinu neparan broj ($q \times p = 3p$), kao što je prikazano na sl. 1.20.



Sl. 1.19.

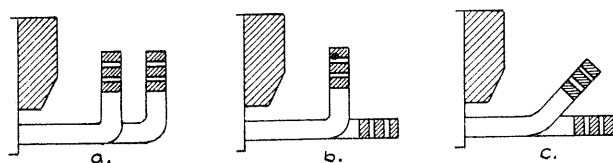


Sl. 1.20.

Prisustvo navojnog dela sa izvijenim bočnim vezama je nepoželjno kako zbog teškoća pri izradi tako i zbog težeg remonta oštećenih navojnih delova. Takođe nastaju teškoće i pri obrazovanju paralelnih grupa zbog nesimetrije.

Zbog svega navedenog težimo da izbegnemo neparni broj parova polova. Za $p > 7$ ovo ograničenje ne predstavlja naročite teškoće zato što je razlika brzine obrtanja mašine pri prelasku na bliži parni broj parova polova relativno vrlo mala.

Kod namota sa bočnim vezama u dve ravni bočne veze obično imaju oblik prikazan na sl. 1.21.a., a za niske napone često oblike kao na sl. 1.21.b. i c.

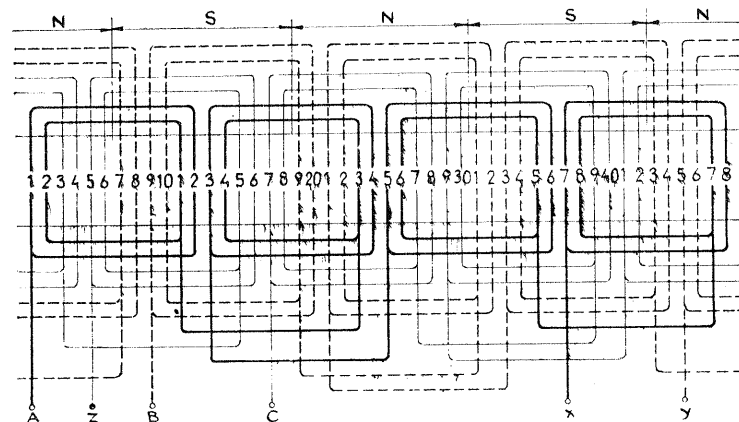


Sl. 1.21.

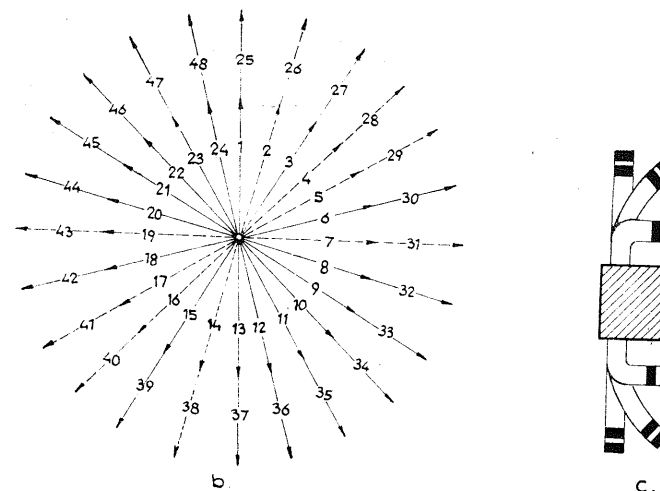
10.2. Namoti sa bočnim vezama u tri ravni. — Namoti sa bočnim vezama u tri ravni se primenjuju obično kod mašina sa parnim brojem žlebova po polu i fazi (m). Tada je moguće bočne veze grupe navojnih delova koji pripadaju pojasu jedne faze razdeliti na dve polovine sa po $(m/2)$ navojnih delova u svakoj i razviti navojne delove grupa na dve strane (sl. 1.22.a.) a ne na jednu stranu kao kod namota sa bočnim vezama u dve ravni (sl. I. 20.). Bočne veze je pri tome neophodno rasporediti u tri ravni (sl. I. 22.c.)

Srednji korak navojnih delova namota sa bočnim vezama u tri ravni je manji nego kod namota sa bočnim vezama u dve ravni zbog čega je kod prve vrste namota i dužina bočnih veza nešto manja.

Većina višepolnih jednoslojnih namota izrađuje se sa bočnim vezama u dve ravni. U dvopolnim mašinama se međutim može ostvariti bolja raspodela bočnih

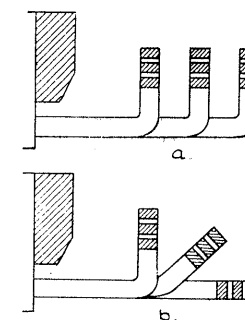


Sl. I.22.a.



Sl. I.22.b.c.

veza ako se one ne izvedu u dve, već u tri ravni kao što je to prikazano na sl. I. 23. U tu svrhu žlebovi, koji pripadaju jednom magnetnom polu i faznom namotu, razdele se na dva dela i provodnici jednog dela savijaju se nadesno, a provodnici drugog dela nalevo. Raspodela bočnih veza kod ovih namota je jednoličnija nego kod namota sa bočnim vezama u dve ravni. Takođe je kod ovih namota, s obzirom da svaki navojni deo jedne faze ima jednak oblik, moguće izvesti paralelno spajanje grupa navojnih delova jedne faze. S druge strane razlika oblika navojnih delova raznih faza prouzrokuje nejednake otpore tih faza, što predstavlja nedostatak namota sa bočnim vezama u tri ravni. Uz povećane teškoće prilikom proizvodnje mogu se namoti sa bočnim vezama u tri ravni izvesti i sa navojnim delovima iste dužine, čime se izbegavaju gore navedeni nedostaci. Pri remontu ima sve više neugodnosti sa ovim namotima, nego sa namotima sa bočnim vezama u dve ravni, zato što se pri oštećenju unutrašnjih navojnih delova mora odmotati veliki deo nepovređenih navojnih delova.

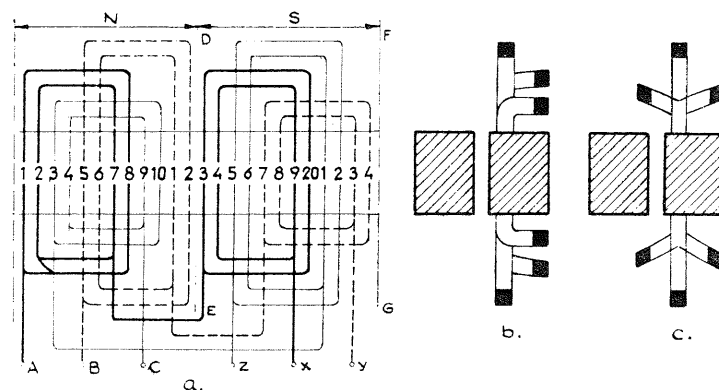


Sl. I.23.

I kod višepolnih mašina i većeg razmaka magnetnih polova, tj. kod mašina sa većim brojem žlebova po polu i fazi, primenjuju se u izvesnim slučajevima namoti sa bočnim vezama u tri ravni. Razdeljivanje bočnih veza povoljno je zbog boljeg hlađenja, a i rasipanje bočnih veza manje je pri postavljanju bočnih veza u tri ravni nego u dve ravni.

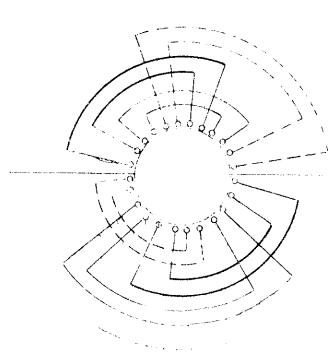
Trofazni namoti sa bočnim vezama u tri ravni se naročito upotrebljavaju u slučaju kada se mora rastavljati već namotani stator. Ovo je potrebno kod većih mašina da bi se stator mogao transportovati iz fabrike do mesta upotrebe. Upotrebom ostalih vrsta namota ne bi se mogao stator rastaviti, a da se ne demontira nekoliko navojnih delova. Ukoliko izvedemo namot sa bočnim vezama u tri ravni

prema sl. I. 24. otpada ova teškoća. Naime, u ovom slučaju ($Z = 24, p = 2, m = 2$) namot je razdeljen na dva dela sa po tri grupe navojnih delova u svakom delu, koje odgovaraju broju faza.

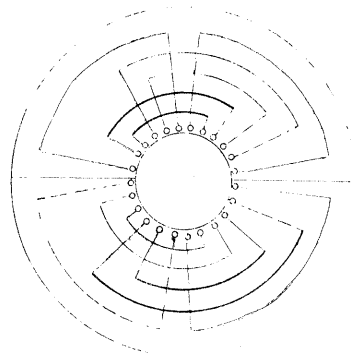


Sl. I.24.

Svi navojni delovi žlebova koji pripadaju istom pojasu jedne faze savijeni su na istu stranu i nisu, kao kod običnog namota sa bočnim vezama u tri ravni, razdeljeni na dve strane. Ovo dovodi do veoma neravnomerne raspodele provodnika u bočnim vezama, ali omogućava da se dobije linija po kojoj se može razrezati



Sl. I.25.

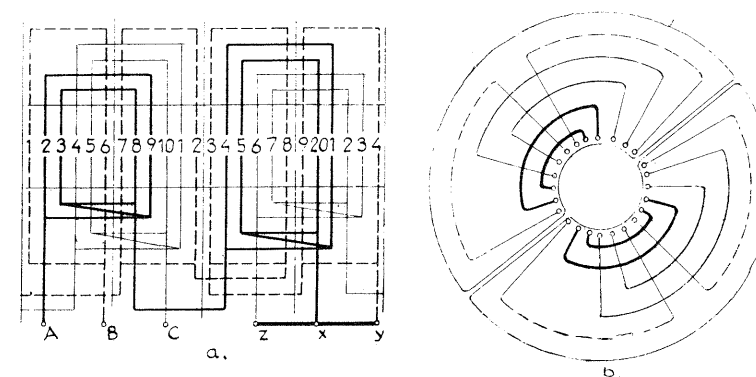


Sl. I.26.

stator tako da se ne preseče ni jedan navojni deo već samo spojevi između navojnih delova. Ove linije su na sl. I. 24. označene sa DE i FG. Način izvođenja bočnih veza kod namota sa bočnim vezama u tri ravni namenjenim statorima koji se mogu

rastaviti prikazani su na slikama I. 25, I. 26 i I. 27. Kao nedostatak namota sa bočnim vezama u tri ravni za rastavljene statore treba pomenuti nejednake otpore faza i veći prostor za bočne veze što приметно utiče na dužinu mašine.

Međutim, s obzirom da kod mašine se rastavljenim statorom nije neophodno vađenje rotora u smeru horizontalne ose mašine, mogu navojni delovi jedne od faza biti nagnuti prema osi rotora (sl. I.24.c.) što omogućava da se unekoliko smanji dužina bočnih veza.



Sl. I.27.

11. TROFAZNI NAMOTI SA RAZLOMLJENIM BROJEM ŽLEBOVA PO POLU I FAZI

U sinhronih generatora sa malim brojem žlebova po polu i fazi (m) u namotima statora mogu se indukovati značajne ems zubnih harmonika, budući da se u namotima sa celim (m) odgovarajući elementi namota svake faze nalaze pod različitim polovima u jednakom položaju prema osi polova. Zbog toga više harmonične komponente ems svih grupa navojnih delova svake faze se sabiraju algebarski i sa punom vrednošću ulaze u resultantnu ems.

Ukoliko se izvede namot sa razlomljenim brojem žlebova po polu i fazi (m) sa dovoljno spretно izabranim koeficijentom razlomljenosti, onda se pojedini elementi namota koji pripadaju datoj fazi mogu nalaziti pod raznim polovima u različitim položajima prema osi polova. Pomeraj ovih elemenata namota prema osi polova može biti tako izabran da navojni sačinilac osnovnog harmonika bude smanjen vrlo malo, ali da navojni sačinioци viših harmonika postanu tako mali u odnosu na vrednost koju imaju kod namota sa najbližim celim (m), da se u odnosu na osnovni harmonik, ems tih viših harmonika mogu zanemariti. Navojni sačinioци su mali zbog toga što ems viših harmonika, redno spojenih grupa navojnih delova jedne faze, imaju znatne fazne pomeraje. Prema tome, namoti sa razlomljenim brojem žlebova po polu i fazi omogućavaju nam dobijanje harmoničnih oblika krive ems i u mašina sa relativno malim brojem žlebova.

Namoti sa razlomljenim brojem žlebova po polu i fazi nalaze svoju primenu:

— u višepolnih sinhronih mašina sa malim brojem žlebova po polu i fazi, gde je (m) malo zbog malog razmaka polova, kao što je na primer, slučaj kod hidrogeneratora,

— u mašina za visoke napone gde se radi boljeg iskorišćenja prostora unutar statora uzima m što manje ($m < 1$), jer je namot sa celim brojem žlebova po polu i fazi uopšte nemoguće izvesti ili daje gori oblik krive ems.

U sinhronih i asinhronih motora, gde se u pogledu oblika krive rezultantne ems ne postavljaju takvi zahtevi kao kod generatora, primena ovih namota je uslovljena mogućnošću iskorišćenja kombinovanih mašina za isecanje magnetnih limova. Isecanjem jedne vrste limova sa određenim brojem žlebova za različiti broj polova dobija se veći broj tipova jedne serije mašina sa različitim brzinama obrtanja.

Namoti sa razlomljenim brojem žlebova po polu i fazi se mogu izvesti na bilo koji od dosad opisanih načina, kao jednoslojni i kao dvoslojni. Dvoslojni namoti imaju u odnosu na jednoslojne preimućstvo zbog toga što je moguća primena šablonskih navojnih delova koji se stavljaju u otvorene žlebove statora. U novijim konstrukcijama električnih mašina jednoslojni namoti sa razlomljenim brojem žlebova po polu i fazi, se praktično više ne susreću.

Navojni korak namota sa razlomljenim brojem žlebova po polu i fazi je uvek skraćen što dovodi do izvesne uštede u bakru za bočne veze. Kriva magnetopobudnih sila koju stvaraju ovi namoti je nesimetrična. Ovo predstavlja njihov osetan nedostatak i zato se izbegava njihova primena u asinhronih motora.

Opšte principe i uslove za izvođenje namota sa razlomljenim brojem žlebova po polu i fazi razmotrićemo polazeći od zvezde ems žlebova.

Iz ranijih razmatranja smo videli da pri crtanju zvezde ems žlebova, vektore ems nanosimo redosledom koji odgovara posmatranim žlebovima.

Pri tome električni ugao, koji vektori međusobno zaklapaju, kao što smo videli u članu 3, iznosi

$$\theta = p\alpha = \frac{p \cdot 360}{Z}$$

Zaključak iz razmatranja u istom članu je, da broj vektora zvezde ems žlebova, koji pripadaju jednom paru polova, iznosi

$$\frac{360}{\theta} = \frac{Z}{p}$$

U opštem slučaju, ako je Z/p ceo broj onda će se vektori zvezda ems pojedinih pari polova poklapati. Ako Z/p nije ceo broj, a uz to brojevi Z i p imaju najveći zajednički delitelj t , onda će se imati t zvezda ems, od kojih će svaka sadržavati

$$Z_t = \frac{Z}{t} \quad (\text{I.31.})$$

vektora, ali će zvezde ems biti međusobno pomerene.

Potreban uslov za formiranje simetričnog sistema ems sa q faza, koji će imati sve žlebove ispunjene, je da broj krakova Z_t zvezde ems bude deljiv sa q . Drugim rečima mora

$$\frac{Z_t}{q} = \frac{Z}{qt} \quad (\text{I.32.})$$

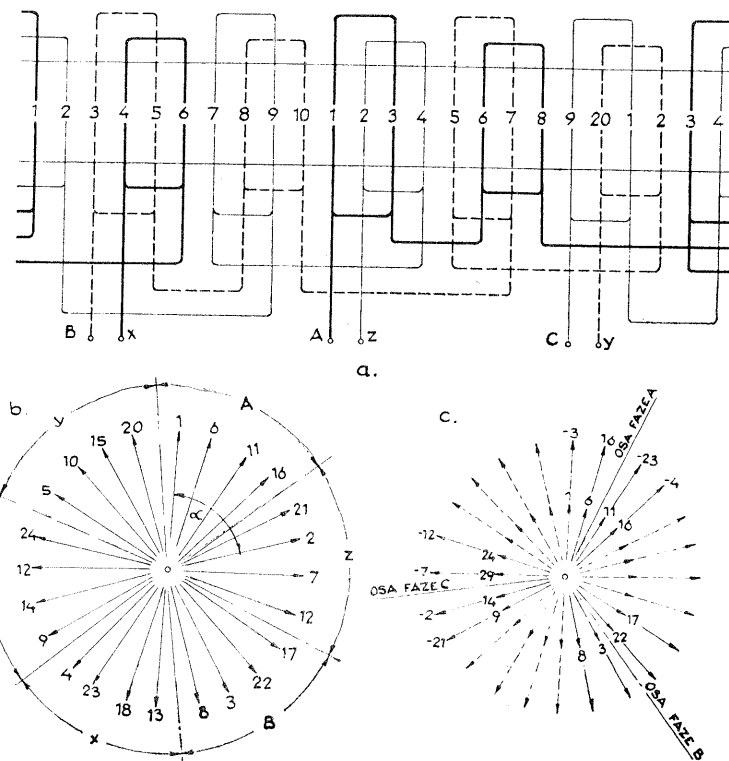
biti ceo broj. Ovaj uslov je potreban za izvođenje svakog namota sa razlomljenim brojem žlebova po polu i fazi, a koji je tako raspodeljen da zauzima sve žlebove.

Gornji uslov je za dvoslojne namote sa razlomljenim brojem žlebova po polu i fazi u isto vreme i dovoljan.

Međutim, za jednoslojne namote sa razlomljenim brojem žlebova po polu i fazi, broj žlebova koji pripada jednoj fazi, mora biti paran broj, zato što svaki navojni deo namota zauzima dva žleba. Zbog toga će u izvesnim slučajevima kod ove vrste namota ostati neki žlebovi nenamotani.

Na sl. I.28.a. prikazan je jednoslojni namot sa razlomljenim brojem žlebova po polu i fazi, čiji su podaci:

$$q = 3, p = 5, m = 4/5, Z = 24, t = 1, Z_t = 24; \theta = 75^\circ$$



Sl. I.28.

Na osnovi ovih podataka nacrtana je zvezda ems žlebova (sl. I.28.b.) a zatim je izvršena podela zvezde na $2q = 6$ delova i grupisani vektori po fazama (sl. I.28.c.).

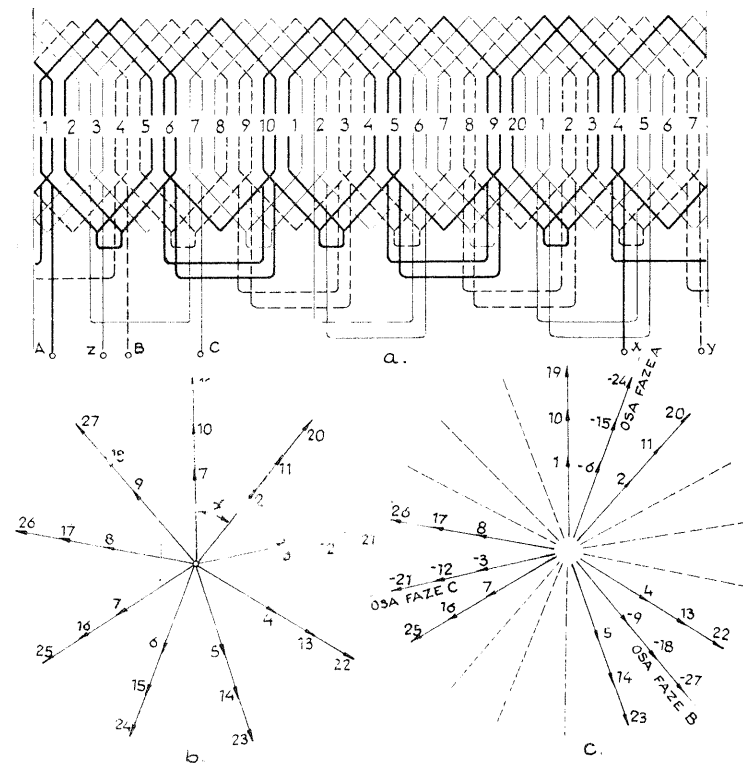
Valja napomenuti da se u savremenim konstrukcijama električnih mašina jednoslojni namoti praktično više ne primenjuju.

Dvoslojni namoti imaju preimućstvo u odnosu na jednoslojne što se njihovi navojni delovi mogu izvesti pomoću šablona, a zatim postaviti u otvorene žlebove statora.

Na sl. I.29.a. prikazan je dvoslojni namot sa razlomljenim brojem žlebova po polu i fazi, čiji su podaci:

$$q = 3, p = 3, m = 1,5, Z = 27, t = 3, Z_t = 9, \theta = 40$$

Na osnovi ovih podataka nacrtana je zvezda ems žlebova (sl. I.29.b.), a zatim je izvršeno grupisanje vektora po fazama (sl. I.29.c.).



Sl. I.29.

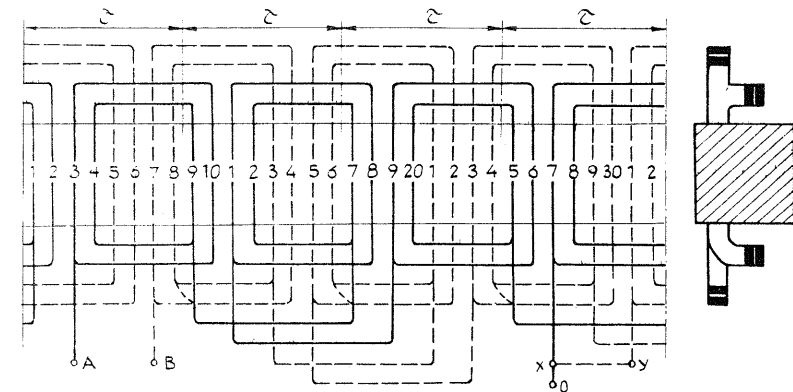
12. DVOFAZNI I JEDNOFAZNI NAMOTI

Dvofazni jednoslojni namoti izrađuju se na sličan način kao i trofazni namoti sa bočnim vezama u tri ravni. Navojni delovi po polu i fazi dele se u dva dela i savijaju na različite strane tako da bočne veze dobiju isti oblik kao kod trofaznog namota sa bočnim vezama u dve ravni (sl. I.21.).

U pogledu izrade dvofaznih namota, a posebno jednoslojnih i dvoslojnih namota sa navojnim delovima jednake širine, važi sve što je napred rečeno o trofaznim namotima.

Na sl. I.30. prikazan je dvofazni namot sa sledećim podacima:

$$p = 2, m = 4, q = 2, Z = 32$$



Sl. I.30.

Namot statora jednofaznih motora obično zauzima 2/3 žlebova (bilo da se računa od ukupnog broja žlebova, bilo po polu). Svakako da neiskorišćavanje jednog dela žlebova utiče na smanjenje snage motora, ali se ovo čini iz ekonomskih razloga, naročito u pogledu potrošnje bakra i gubitaka snage u namotu. Kada bi namot zauzimao sve žlebove onda bi se ems jednofaznog asinhronog motora (ili mps) neznatno povećala, dok bi se gubici snage u bakru kao i potrošnja bakra znatno povećali. Ovo se, pri ispunjenju svih žlebova namotom, može objasniti smanjenjem navojnog sačinilaca, a na sledeći način. Ako navojni sačinilac označimo kao odnos tetive (vektorskog zbira E_m , m elektromotornih sila E_1 navojnih delova pod parom polova) prema luku (kome je približno jednak algebarski zbir mE_1) iz slike I.31 se vidi da je

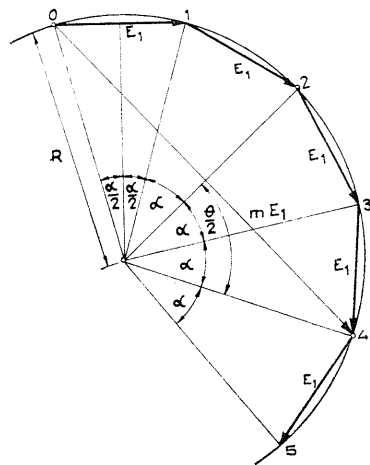
$$k = \frac{\sin \frac{\theta}{2}}{\frac{\theta}{2}} \quad (\text{I.33.})$$

gde je θ ugao koji zahvata namot sa svojih m žlebova pod jednim polom, izražen u električnim stepenima. Ako bi bili ispunjeni svi žlebovi pod polom onda je $\theta = \pi$, pa je navojni sačinilac

$$k_{1/1} = \frac{\sin \frac{\pi}{2}}{\frac{\pi}{2}} = \frac{2}{\pi} = 0,636 \quad (\text{I.34.})$$

Ako namot zauzima $\frac{2}{3}$ žlebova ugao je $\theta = \frac{2}{3}\pi$, pa je navojni sačinilac

$$k_{2/3} = \frac{\sin \frac{2}{3} \frac{\pi}{2}}{\frac{2}{3} \frac{\pi}{2}} = 0,827 \quad (\text{I.35.})$$



Prema tome, ako su ispunjeni svi žlebovi, onda smo utrošili, u odnosu na motor koji ima $\frac{2}{3}$ ispunjenih žlebova, $1 : \frac{2}{3} = 1,5$ puta više bakra. Zbog toga će se i gubici u bakru, pri istoj gustini struje povećati 1,5 puta. Pri istom fluksu mašine u oba slučaja će ems po provodniku E_1 biti jednake, te je ems motora sa svim ispunjenim žlebovima

$$E_{1/1} = k_{1/1} N_{1/1} E_1 = k_{1/1} \cdot 1,5 \cdot N_{2/3} E_1$$

a ems namota pri $\frac{2}{3}$ ispunjenih žlebova

$$E_{2/3} = k_{2/3} N_{2/3} E_1$$

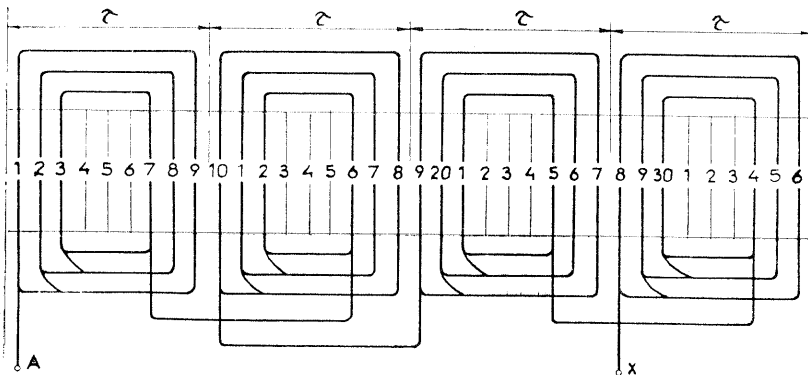
Sl. I.31.

Odnos ovih ems je

$$\frac{E_{1/1}}{E_{2/3}} = \frac{k_{1/1} \cdot 1,5 \cdot N_{2/3} E_1}{k_{2/3} N_{2/3} E_1} = \frac{0,636}{0,827} \cdot 1,5 = 1,15 \quad (\text{I.36.})$$

Prema tome možemo zaključiti da nije rentabilno namotavati sve žlebove jer se u odnosu na motor sa $\frac{2}{3}$ namotanih žlebova povećava potrošnja bakra za 50%, povećavaju se gubici u bakru za 50%, a ems se povećava za svega 15%.

Kao što ćemo kasnije videti, najveća mana jednofaznog asinhronog motora je što ne može sam da krene. Zbog toga se mora na stator staviti jedan pomoćni namot. U tu svrhu dobro dođe $\frac{1}{3}$ preostalih žlebova u koje se smešta ovaj pomoćni namot, koji se uključuje samo za vreme puštanja motora u rad.



Sl. I.32.

Na jednofaznu mrežu se može takođe priključiti i trofazni motor ali mu je tada jedna faza neiskorišćena.

Na sl. I.32. prikazana je razvijena šema jednofaznog jednoslojnog namota sa sledećim podacima

$$p = 2, m = 6, q = 1, Z = 36$$

13. SPECIJALNI NAMOTI ELEKTRIČNIH MAŠINA ZA NAIZMENIČNU STRUJU

Napred razmotreni namoti, i pored toga što predstavljaju osnovne tipove i standardni su u primeni, već ukazuju na priličnu raznolikost koja u ovom pogledu postoji u električnim mašinama. Međutim, pored analiziranih, u električnim mašinama se susreće još čitav niz namota za specijalnu namenu i posebno izrađenih, što još više povećava raznovrsnost praktično izvedenih konstrukcija.

Specijalne namote najviše imamo u primeni kod asinhronih mašina. Najpoznatiji tipovi ovih namota su:

— namoti rotora izvedeni u obliku kratko spojenih namota u vidu veveričinog kaveza sa dubokim žlebovima izdiferenciranim na vrlo različite načine.

— namoti statora asinhronih mašina namenjeni prespajanju za različit broj pari polova, odnosno razne brzine obrtanja.

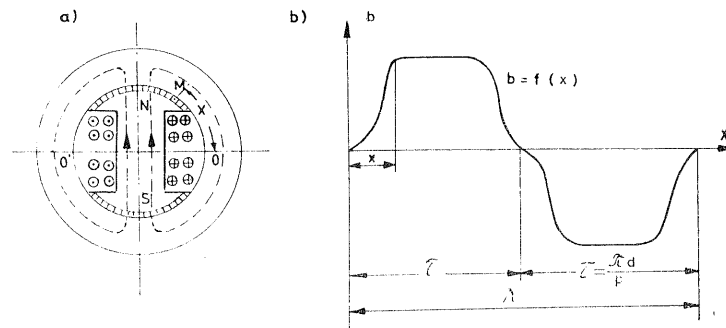
Osnovna karakteristika navedenih namota je da je njihova primena uslovljena izvesnim zahtevima koji neposredno proizilaze iz radnih osobina asinhronne mašine. Zato ćemo i njihovu analizu izvršiti u odgovarajućim delovima posvećenim proučavanju radnih stanja mašina snabdevenih ovim namotima.

II. MAGNETNA POLJA ELEKTRIČNIH MAŠINA

1. INDUKTORI

Da bi mogli da razmatramo električne mašine za naizmeničnu struju, neophodno je da se upoznamo sa vrstama magnetnih polja koja se javljaju u njihovim magnetnim kolima.

Za razliku od transformatora, magnetna kola električnih mašina sastoje se od nepokretnog dela-statora, i obrtnog dela-rotora. Prema tome radijalni presek magnetnog kola je krug. Da bi se rotor mogao obrtati, između statora i rotora mora postojati relativno znatan vazdušni prostor (međugvožđe). Na statoru i rotoru nalaze se električna kola — namoti. Kada se jedan od namota priključi na mrežu, on stvara magnetni fluks, koji pobuđuje magnetno kolo. Ovaj namot naziva se induktor ili primar po sličnosti sa stanjem kod transformatora ili najzad pobudni namot. Drugi namot koji se obuhvata sa fluksom primara naziva se indukat ili sekundar. Prema tome induktor može biti i stator i rotor. Tako na primer kod asinhronih mašina induktor je stator, a kod sinhronih mašina je rotor. Pošto nas interesuju magnetna polja koja potiču od primarnih namota to ćemo najpre razmotriti razne vrste induktora.



Sl. II.1.

Prema izradi i mehaničkom smeštaju pobudnog namota razlikujemo dve vrste induktora: induktori sa koncentrisanom magnetopobudnom silom koji se još nazivaju i induktori sa istaknutim polovima pošto su im polovi (severni i južni) u mehaničkom pogledu jasno odvojeni jedan od drugog, i valjkasti ili puni induktori kod kojih je praktično magnetopobudna sila ravnomerno raspoređena po njihovom obimu.

Tako je na sl. II.1.a. prikazan induktor sa istaknutim polovima. Zbog jednostavnosti uzeta su samo dva pola odnosno jedan par polova $p = 1$.

Oba pola su u mehaničkom pogledu jasno odvojena i svaki od njih nosi koncentrisano postavljen pobudni namot. Kada kroz pobudni namot prolazi na primer jednosmerna struja, ona stvara magnetni fluks. Smerom struje određen je i smer fluksa, tako da je jedan pol iz koga fluks izlazi severni N, a drugi kroz koji se vraća južni S. Prema tome magnetni fluks prolazi kroz jezgro indukta, zatim kroz severni pol N, probija se kroz međugvožđe (vazduh) i ulazi u stator gde se deli na dva dela, prolazi kroz jezgro statora, pa se kroz međugvožđe i južni pol zatvara ponovo kroz jezgro induktora. Valja napomenuti da je pravac fluksa kroz međugvožđe (čija je dužina δ) radijalan.

Oblik magnetnog polja (gustina fluksa, b) može se grafički pretstaviti kao na sl. II.1.b. Počev od tačke 0, gde fluks menja smer pa je prema tome jednak nuli i kroz koji prolazi neutralna ravan, fluks se postepeno povećava dok ne dođe do međugvožđa iznad severnog pola. U međugvožđu pod polom ima stalnu vrednost. Kad se ide dalje po obimu, fluks napuštajući severni pol naglo opada do tačke 0', gde prelazi pod južni pol, menja smer, te se pod južnim polom sve ponavlja kao što je bilo pod severnim samo u suprotnom smeru. Prema tome, dijagram na sl. II.1.b. predstavlja promenu magnetnog polja u funkciji obima induktora, $b = f(x)$. Induktor može imati i četiri pola ($p = 2$), pa bi dijagram bio istog oblika, samo bi dužina pola, pri istom prečniku kao i ranije, bila dva puta manja. Prema tome, oblik polja u funkciji dužine obima $b = f(x)$ je periodična funkcija. Periodu te funkcije predstavlja dužina onog dela induktora na kojoj su smeštena dva pola. Stoga se ta dužina naziva dvostruki polni korak (λ). U opštem slučaju kada induktor ima p pari polova, dužina dvostrukog polnog koraka je

$$\lambda = \frac{\pi d}{p} \quad (\text{II.1.})$$

Deo obima koji zauzima samo jedan pol induktora naziva se polni korak (τ) i u opštem slučaju iznosi

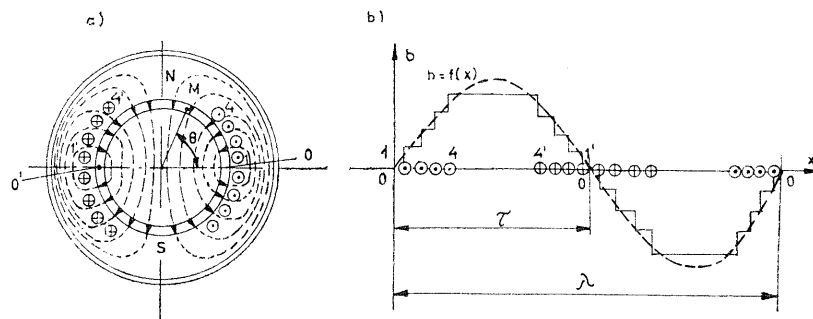
$$\tau = \frac{\pi d}{2p} \quad (\text{II.2.})$$

Oblik polja kao na sl. II. 1.b. imaju mašine za jednosmjernu struju, samo je induktor stator, a istaknuti polovi sa koncentrisanim mps postavljeni su po unutrašnjem obimu statora.

Induktor sa istaknutim polovima i koncentrisanom mps na rotoru imaju sinhronne mašine, i to hidrogenatori. Međutim, kod njih dužina međugvožđa ispod polova nije stalna, već je najmanja u osi polova, a povećava se po određenom zakonu idući ka krajevima polova. Time se postiže da je polje u zavisnosti od obima i induktora približno harmonična funkcija, čiji se maksimumi nalaze u osama polova.

Na slici II.2. predstavljena je kružna šema statora i rotora, i kao induktor uzet je stator. U njegove žlebove postavljeni su provodnici koji se vezuju na red i obrazuju navojke, navojci vezani na red čine navojne delove, a sve skupa pobudni namot induktora sa donekle ravnomerno raspoređenom mps po obimu induktora. Neka kroz namot prolazi jednosmerna struja I. Smer struje označen je tačkama i krstićima. Struja stvara magnetno polje koje se zatvara kroz magnetno kolo, kako je na sl. II.2.a. označeno isprekidanim linijama. Severni pol je tamo gde fluks izlazi

iz induktora. Za stvaranje obrtnog momenta između statora i rotora merodavan je fluks u međugvožđu. I ovde fluks u međugvožđu ima radijalan pravac, pošto je to za njega put najmanjeg magnetnog otpora. U tački 0 fluks je jednak nuli. Idući dalje od tačke 0 po unutrašnjem obimu statora fluks je sve veći, jer se svaka dalja cev fluksa obuhvata sa većim brojem provodnika. Kada dođemo do poslednjeg provodnika fluks ima maksimalnu vrednost koja ostaje stalna sve do provodnika sa suprotnim smerom struje. Zatim fluks opada do tačke 0', gde je nula, jer tu menja smer. I ovde se definiše polni korak τ i dvostruki polni korak λ , kao i u prethodnom slučaju.



Sl. II.2.

Kod valjkastih induktora žlebovi su ravnomerno postavljeni po obimu. U svaki žleb dolazi određeni broj N_z provodnika. Ako je ukupan broj provodnika N kroz koji prolazi struja I , onda je ukupna mps

$$F = NI \quad (\text{II.3.})$$

Ako ukupnu mps podelimo sa dužinom obima induktora (πd), onda dobijamo mps po jedinici dužine

$$A = \frac{NI}{\pi d} \quad (\text{II.4.})$$

koja se naziva gustina amperprovodnika.

Ovakva vrsta magnetnog kola sa statorom kao induktorom, stalnom dužinom međugvožđa (δ) i valjkastim rotorom primenjuje se kod asinhronih mašina.

2. POLJE INDUKTORA KROZ ČIJE PROVOĐNIKE PROTIČE JEDNOSMERNA STRUJA

Posmatrajmo induktor sa ravnomerno raspoređenom mps po obimu, koji je prikazan na sl. II.2.a. Ako kružnu šemu induktora razvijemo kao na sl. II.2.b., onda za dobijanje oblika polja možemo rezonovati i na sledeći način. Svaki navojni deo (a to znači dva sveznja provodnika postavljena u dva žleba na rastojanju $y = \tau$ i vezana na red) stvara magnetno polje koje se, pošto je međugvožđe stalne dužine, može pretstaviti kao jedna pravougaona funkcija. Kada od niza navojnih delova

od 1—1' do 4—4' saberemo vrednosti polja dobivamo četiri pravougaone funkcije jednu iznad druge, koje su po dužini jedna od druge manje za dva koraka ožlebljenja, gde je korak ožlebljenja (t_z) rastojanje između osa dva žleba. Prema tome za oblik polja pod jednim polom dobijamo stepenastu liniju, puno izvučenu na sl. II.2.b. Međutim, ovu stepenastu liniju možemo, radi lakšeg razmatranja zameniti trapezom. Da su provodnici bili na sl. II.2.a. raspodeljeni po čitavom obimu onda bi za oblik polja, umesto trapeza, dobili trougao, čija bi visina predstavljala maksimalnu vrednost polja. Ovde visina trapeza predstavlja maksimalnu vrednost polja, a nju možemo izračunati pomoću Kap-Hopkinsonovog zakona

$$\Phi = \frac{F}{\theta} \quad (\text{II.5.})$$

gde je Φ — vrednost fluksa u posmatranoj cevi, u ovom slučaju maksimalna vrednost

F — mps koja deluje na posmatranu cev i s kojom se obuhvata

θ — magnetni otpor na koji nailazi cev fluksa.

Posmatrana cev fluksa, koja je izvučena debljom isprekidanom linijom, obuhvata se sa svim provodnicima pa je mps po polu $N_n I / p$ gde je N_n ukupan broj navojaka. U našem slučaju, radi lakšeg posmatranja uzet je jedan par polova $p = 1$.

Što se tiče magnetnog otpora, najveći njegov deo čini otpor kroz dvostruko međugvožđe, čija je dužina (2δ). Magnetni otpor gvožđa, koji je neuporedivo manji od otpora vazduha, uzećemo u obzir tako što ćemo stvarno međugvožđe (δ) neznatno povećati na δ' . Tako povećano međugvožđe, koje uzima u obzir i magnetni otpor cevi fluksa kroz gvožđe, naziva se ekvivalentno međugvožđe. Prema tome magnetni otpor na koji nailazi posmatrana cev fluksa je

$$\theta = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{2\delta'}{S} \quad (\text{II.6.})$$

gde je S površina preseka posmatrane cevi fluksa. Dužina ove površine jednaka je dužini induktora (l_s)

Kako je $\Phi = BS$ imamo

$$BS = \frac{F}{\theta} = \frac{\frac{N_n I}{p}}{\frac{1}{\mu_0} \frac{2\delta'}{S}} = \frac{\mu_0}{2\delta'} \cdot S \cdot \frac{N_n I}{p}$$

tj. maksimalna vrednost jačine polja, koja na slici II.2.b. predstavlja visinu trapeza, iznosi

$$B = \frac{\mu_0}{2\delta'} \cdot \frac{N_n I}{p} \quad (\text{II.7.})$$

Sa trapeznom funkcijom ne možemo matematički operisati, ali pošto je ona periodična funkcija, koja se ponavlja posle svakog dvostrukog polnog koraka, možemo je rastaviti u Furijeov harmonični red. Pošto je složena periodična trapezna funkcija, prema sl. II. 2.b., simetrična u odnosu na apscisnu osu i koordinatni početak, onda ona pored osnovnog harmonika ima samo neparne sinusne članove

$$b(\theta) = B_{1m} \sin \theta + B_{3m} \sin 3\theta + B_{5m} \sin 5\theta + \dots \quad (\text{II.8.})$$

gde je θ neki ugao po unutrašnjem obimu induktora sa sl. II.2.a. počev od tačke 0. Ako uzmemo samo osnovni harmonik, a više harmonike zanemarimo, umesto trapezne funkcije dobijamo harmoničnu funkciju

$$b(\theta) = B_m \sin \theta \quad (\text{II.9.})$$

Ova sinusoida je na sl. II.2.b. izvučena isprekidanom linijom, a njena maksimalne vrednost je $4/\pi$ puta veća od visine trapeza tj.

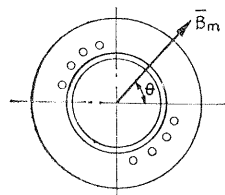
$$B_m = \frac{4}{\pi} B \quad (\text{II.10.})$$

Ugao θ možemo takođe izraziti pomoću dužine luka na unutarnjem obimu statora. Lučno rastojanje $x = \widehat{OM}$ ma koje tačke M po unutarnjem obimu induktora može da se menja od nule do dvostruke vrednosti polnog koraka ($2\tau = \lambda$). Ugao θ može da se menja od nule do 2π . Kao što se odnosi $\theta : 2\pi$, tako se odnosi $x : \lambda$ tj. $\theta : 2\pi = x : \lambda$, odakle je

$$\theta = \frac{2\pi}{\lambda} x \quad (\text{II.11.})$$

Prema tome, polje u ma kojoj tački po obimu induktora u zavisnosti od lučnog rastojanja x možemo predstaviti izrazom

$$b(x) = B_m \sin \frac{2\pi}{\lambda} x \quad (\text{II.12.})$$



Sl. II.3.

Usvojivši samo osnovni harmonik, polje usled jednosmerne struje stalno je u vremenu, ali se prostorno tj. idući po obimu induktora menja po harmoničnom zakonu. Ovakvu harmoničnu funkciju možemo, kao na sl. II. 3., predstaviti i vektorom $\mathbf{B}_m$ koji leži u osi pola, a time i u osi navojnih delova, i čija je veličina jednaka amplitudi harmonične funkcije. Njegov kompleksni izraz je

$$\mathbf{B}_m = B_m e^{j\theta} \quad (\text{II.13.})$$

tj. menja se u zavisnosti od ugla θ .

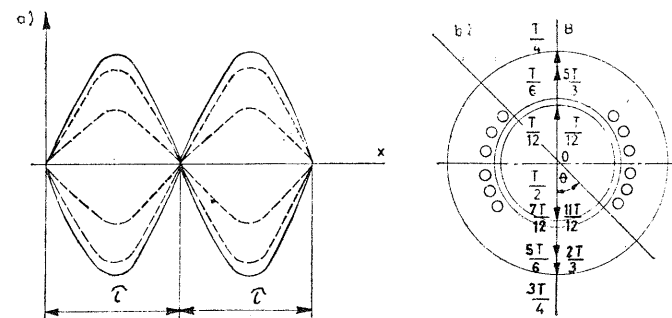
3. POLJE INDUKTORA KROZ ČIJE PROVOĐNIKE PROTIČE NAIZMENIČNA STRUJA

Posmatrajmo i dalje sl. II.2.a. Ako kroz namot statora kao induktora umesto jednosmerne struje protiče naizmjenična struja

$$i = \sqrt{2} I \sin \omega t$$

onda je jasno da će magnetno polje, odnosno njegov osnovni harmonik, u funkciji obima u međugvožđu, imati isti oblik kao osnovni harmonik polja na sl. II.2.b. Ali pošto se struja (i) menja naizmjenično u istom taktu menjaće se i polje. Kada je struja u maksimumu polje će biti maksimalno, kada struja posle $1/12$ periode ($T/12$), opadne na polovinu maksimalne vrednosti onda će i polje na svakom mestu

po obimu induktora opasti na polovinu. Kada je struja jednaka nuli i polje će biti jednako nuli. Zatim kada struja promeni smer, promeniće ga i polje itd. Ovo polje možemo grafički predstaviti kao na sl. II.4.a., gde imamo jednu sinusoidu (puno izvučenu) u trenutku kada je struja maksimalna. Druge sinusoida odnose se na trenutke kada je vrednost naizmjenične struje manja od maksimalne. Izraz tog polja dobivamo kada najpre u jednačinu za B_m umesto jednosmerne struje I stavimo izraz za naizmjeničnu struju



Sl. II.4.

$$B_m = \frac{4}{\pi} B = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\mu_0}{2\delta'} \cdot \frac{N_n I \sqrt{2}}{p} \sin \omega t \quad (\text{II.14.})$$

a ovu vrednost za B_m u jednačinu (II.12.), pa dobijamo

$$b(x, t) = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\mu_0}{2\delta'} \cdot \frac{N_n I \sqrt{2}}{p} \sin \omega t \sin \frac{2\pi}{\lambda} x \quad (\text{II.15.})$$

ili

$$b(x, t) = B_m \sin \omega t \sin \frac{2\pi}{\lambda} x \quad (\text{II.16.})$$

Jednačina (II.16.) predstavlja izraz naizmjeničnog polja. Naizmjenično polje je nepokretno harmonično polje (zove se još i stojeći talas ili pulsirajuće polje), čiji se bregovi nalaze u osama navojaka, a čvorne tačke u neutralnim osama. Vrednost naizmjeničnog polja zavisi od mesta na obimu induktora, koje merimo lučnim rastojanjem x od tačke 0 (sl. II.2.a. i II.2.b.), i od vremena t , tj. naizmjenično polje menja se i prostorno i vremenski. Treba napomenuti da obrazac (II.16.) važi onda kad vreme t računamo od trenutka kada je struja jednaka nuli a lučna rastojanja x od one tačke na obimu induktora gde je polje jednako nuli (tačka 0 na sl. II.2.a. i II.2.b.). Ako pak vreme računamo od trenutka kada je naizmjenična struja u maksimumu i ako lučna rastojanja računamo od tačke gde je polje maksimalno, onda u izrazu (II.16.) umesto sinusa dolaze kosinusi, te će biti

$$b(x, t) = B_m \cos \omega t \cos \frac{2\pi}{\lambda} x \quad (\text{II.17.})$$

Naravno da ovde mogu biti i još dve kombinacije.

Naizmenično polje može se predstaviti vektorski kao na sl. II.4.b. Veličina ovog vektora menja se sa vremenom i njegov izraz je

$$\mathbf{B} = B_m \sin \omega t \quad (\text{II.18.})$$

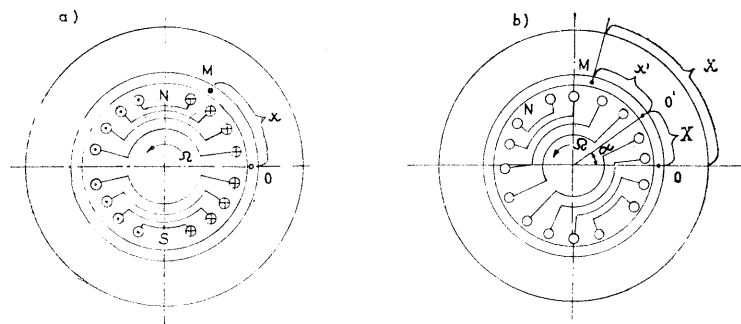
Na sl. II.4.b. označene su vrednosti ovoga vektora po isteku određenih delova periode T . Trenutna vrednost polja na nekom lučnom rastojanju x po obimu induktora, koja je predstavljena vektorom $\mathbf{B}$ dobija se njegovom projekcijom na koordinatne ose. U odnosu na koordinatni sistem vektor naizmeničnog polja može se prema sl. II.4.b. napisati u kompleksnom obliku

$$\mathbf{B} = B_m e^{j\omega t} \sin \omega t \quad (\text{II.19.})$$

Na kraju valja napomenuti da smo i ovde uzeli samo osnovni harmonik polja, a da postoje i viši harmonici koji štetno utiču kako kod jednofazne struje, tako i kod višefaznih. Štetne uticaje viših harmonika polja potrebno je raznim sredstvima odstraniti.

4. OBRATNO MAGNETNO POLJE DOBIJENO MEHANIČKIM OBRATANJEM

Neka je prema sl. II.5.a. rotor induktor kroz čije navojke teče jednosmerna struja čiji je smer označen tačkama i krstićima. Kroz magnetno kolo nacrtan je i spektar magnetnog polja, a prema smeru struje obeleženi polovi severni N i južni S. Induktor je dvopolan, $p = 1$.



Sl. II.5.

U članu II.2 videli smo kakav je oblik polja (sl. II.2.), a uzimajući u obzir samo osnovni harmonik njegov izraz je

$$b = B_m \sin \theta$$

ili izrazivši ugao θ pomoću lučnog rastojanja x tj. $\theta = \frac{2\pi}{\lambda} x$ izraz polja u tački M na obimu induktora koja je udaljena od tačke 0 za lučno rastojanje x je

$$b = B_m \sin \frac{2\pi}{\lambda} x \quad (\text{II.12.})$$

Ako se rotor na sl. II.5. obrće nekom ugaonom brzinom Ω on nosi sa sobom svoje polje i takvo polje naziva se obrtno magnetno polje dobijeno mehaničkim obrtanjem. Da bi našli izraz obrtnog magnetnog polja posmatračemo ovaj rotor posle nekog trenutka t , kao što je predstavljeno na sl. II.5.b. Tačka 0 u kojoj je polje nula došla je u tačku $0'$ i njen lučni razmak u odnosu na nepokretni početak tj. raniju tačku 0 iznosi

$$X = \frac{d}{2} \Omega t$$

gde je d prečnik rotora a Ω ugaona brzina. Ovaj razmak raste sa vremenom t . Izraz polja u posmatranoj tački M , a u odnosu na tačku $0'$ gdje je polje nula, sada je

$$b = B_m \cdot \sin \frac{2\pi}{\lambda} x'$$

gde je x' novo rastojanje između tačke M i tačke $0'$. Za izraz polja u odnosu na nepokretnu tačku 0 moramo staviti da je, prema sl. II.5.b. $x' = x - X$ ili

$$x' = x - \frac{d}{2} \Omega t$$

Kod dvopolne mašine dvostruki polni korak $\lambda = 2\tau$ jednak je obimu induktora. Kod mašine sa p pari polova dvostruki polni korak je p puta manji, tj.

$$\lambda = \frac{\pi d}{p}$$

Oдавде dobijamo za prečnik induktora $d = \lambda p / \pi$ ili kad ovo sve zamenimo u jednačinu (II.12.) za izraz polja dobijamo

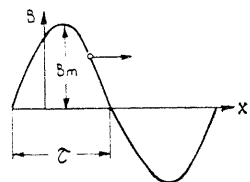
$$b = B_m \sin \left(\frac{2\pi}{\lambda} x - p \Omega t \right) \quad (\text{II.20.})$$

Kod mašine sa $p = 1$ mehanička ugaona brzina Ω jednaka je električnoj ugaonoj brzini ω , koja se naziva pulsacija polja, ems ili struje. U opštem slučaju je električna ugaona brzina (tj. brzina kojom se obrće vektor koji dotičnu veličinu predstavlja) p puta veća od mehaničke $\omega = p \Omega$. Električna ugaona brzina ω bila bi ugaona brzina vektora ems koju bi ovo polje indukovalo u nepokretnom provodniku statora. Ako bi ova električna sila imala 50 promena u sekundi ($f = 50$ Hz), onda bi pulsacija struje iznosila $\omega = 2\pi f$. Prema tome konačan izraz obrtnog magnetnog polja je

$$b = B_m \sin \left(\frac{2\pi}{\lambda} x - \omega t \right) \quad (\text{II.21.})$$

Ovde je uzeto da se rotor obrće u pozitivnom smeru i zato imamo $(-\omega t)$. Da je uzet suprotni smer onda bi umesto x stavili $(x + X)$ pa bi u jednačini (II.21.) dobili $(+\omega t)$. Prema jednačini (II.21.) možemo za obrtno polje zaključiti da njegova vrednost u posmatranoj tački M zavisi prostorno od rastojanja te tačke od neke nepokretne tačke 0 i vremenski od početka vremena posmatranja. U nekoj fiksnoj tački M na obimu induktora uzveši $\frac{2\pi}{\lambda} x = \text{const}$, menja se polje vre-

menski sinusoidalno. Ako uzmemo jedan određeni trenutak $\omega t = \text{const}$, obrtno polje i po obimu indukta takođe se menja po sinusnom zakonu. Prema tome jednačina (II.21.) potpuno zadovoljava sve uslove za obrtno polje i predstavlja izraz jednog obrtnog talasa kao što je prikazano na sl. II.6. Za tačke u kojima polje ima maksimalnu vrednost mora biti



Sl. II.6.

odnosno

$$\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}x - \omega t\right) = 1$$

$$\frac{2\pi}{\lambda}x - \omega t = (1, 3 \dots) \frac{\pi}{2}$$

Diferencirajući ovaj izraz

$$\frac{2\pi}{\lambda}dx - \omega dt = 0$$

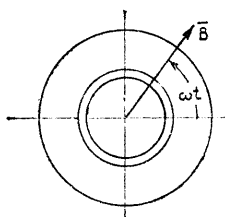
i zamenjujući $\omega = 2\pi f$, dobijamo vrednost brzine polja (obrnog talasa)

$$v = \frac{dx}{dt} = \frac{\omega}{2\pi} \lambda = \frac{2\pi f}{2\pi} \lambda = \lambda f$$

Iz izraza može se zaključiti o smeru obrtanja ($-\omega t$) i ($+\omega t$).

Na sličan način kao što smo vektorski predstavili nepokretno polje možemo i obrtno polje predstaviti vektorom $\mathbf{B}$ koji se obrće ugaonom brzinom ω . Na sl. II.7. amplituda polja takođe predstavlja vektor koji sa apscisom zaklapa ugao ωt srazmeran sa vremenom. Veličina i trenutni položaj amplitude obrtnog polja data je izrazom

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_m e^{\pm j\omega t}$$



Sl. II.7.

5. VEZA IZMEĐU OBRITNOG I NAIZMENIČNOG MAGNETNOG POLJA

Iz trigonometrije je poznato da se izraz $\cos a \cos b$ može rastaviti na sledeći način

$$\cos a \cdot \cos b = \frac{1}{2} \cos(b - a) + \frac{1}{2} \cos(b + a)$$

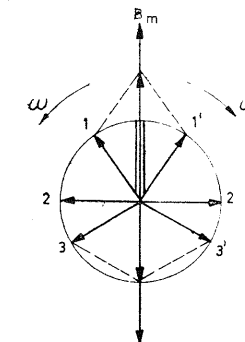
Na osnovi toga možemo i izraz (II.17.) za nepokretno naizmenično polje rastaviti na dva dela

$$B_m \cdot \cos \omega t \cos \frac{2\pi}{\lambda}x = \frac{B_m}{2} \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}x - \omega t\right) + \frac{B_m}{2} \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}x + \omega t\right) \quad (\text{II.22.})$$

Upoređujući izraze s desne strane ove jednakosti sa izrazom (II.21.) vidimo da oni predstavljaju dva obrtna polja koja se obrću u suprotnim smerovima. U elektrotehnici se izraz (II.22.) naziva Leblanova teorema (jer je Leblan prvi ovo primenio u elektrotehnici), a koja glasi, da se svako nepokretno naizmenično polje može rastaviti u dva obrtna polja čije su amplitude upola manje od amplitude nepokret-

nog naizmeničnog polja i koja se obrću u suprotnim smerovima istom brzinom ($-\omega t' + \omega t$).

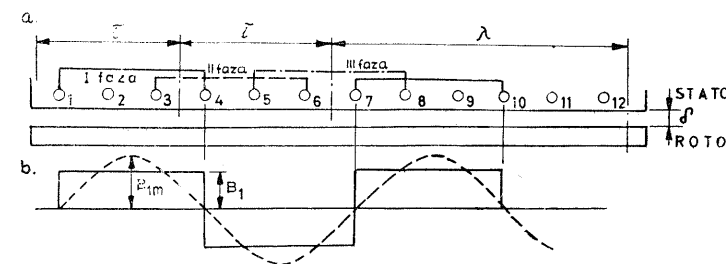
Ovo se takođe može lako predstaviti vektorski, kao na sl. II.8. Dva obrtna polja obrću se jednakim brzinama ω u suprotnim smerovima. Kada se vektori ova dva polja poklope njihova rezultanta jednaka je amplitudi nepokretnog naizmeničnog polja B_m . Posle jedne dvanaestine periode ($T/12$) vektor direktnog polja dođe u položaj 1 a inverznog u položaj 1' tako da njihova rezultanta tačno predstavlja nepokretno naizmenično polje čija se amplituda za isto vreme smanjila. Posle vremena $T/4$ vektori polja dolaze u položaj 2 i 2' a njihova rezultanta je nula. Kada posmatramo samo naizmenično polje njegova vrednost ($T/4$) takođe je nula. Zatim se prelazi na negativnu vrednost naizmeničnog polja itd.



Sl. II.8.

6. TESLINO OBRITNO MAGNETNO POLJE

Ovde ćemo posmatrati ponovo stator kao induktor u razvijenoj šemi prikazanoj na sl. II.9. Međutim, u ravnomerno raspoređene žlebove statora treba da dođu namoti kroz koje će prolaziti trofazne naizmenične struje. U tu svrhu uzi-



Sl. II.9.

mamo da se pod jednim polom nalaze tri žleba, i da se u svakom nalazi N_z provodnika. Kada spojimo dva provodnika, jedan u žlebu 1 drugi iz žleba 4, dobijamo jedan navojak. Rastojanje između dva provodnika koji čine navojak naziva se navojni korak (y). U ovom slučaju navojni korak jednak je polnom koraku ($y = \tau$). Više takvih navojaka (u ovom slučaju N_z navojaka) koji se nalaze u istim žlebovima 1 i 4 čine navojni deo. Dalje iz žleba 4 prelazimo u žleb 7 čije provodnike vezemo sa provodnicima u žlebu 10, te dobijamo novi navojni deo itd. Prema tome, namot prve faze počinjemo od žleba 1 i njega će sačinjavati navojni delovi u žlebovima 1—4 i 7—10.

Neka kroz namot prve faze protiče struja prve faze $i = I_m \cos \omega t$. Pošto je dužina međugvožda stalna ($\delta = \text{const}$), to će magnetno polje u međugvožđu biti pravougaona funkcija prikazana na sl. II.9.b., čija je visina B_1 . Ako uzmemo osnovni harmonik, njegova će amplituda biti $B_{1m} = \frac{4}{\pi} B_1$. Stoga će u saglasnosti

sa obrascem (II.14.) ta maksimalna vrednost polja prve faze biti

$$B_{Im} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\mu_0}{2\delta'} \cdot \frac{N_n \cdot I_I \sqrt{2}}{p} \quad (\text{II.23.})$$

Pošto kroz namot prve faze prolazi naizmenična struja, onda će magnetno polje biti nepokretno i naizmenično (pulzirajuće), tj. biće promenljivo i prostorno i vremenski, te će njegova trenutna vrednost, u saglasnosti sa jednačinom (II.15.) kada vreme računamo od trenutka kada je struja u maksimumu a lučne apscise od mesta gde je polje maksimalno, biti

$$b_I(x, t) = B_{Im} \cos \omega t \cdot \cos \frac{2\pi}{\lambda} x \quad (\text{II.24.})$$

Namot druge faze biće izrađen na isti način, samo ćemo njegov početak uzeti pomenen za jednu trećinu dvostrukog polnog koraka $\lambda/3$. Stoga će u odnosu na neko posmatrano mesto x prve faze, u izrazu za polje druge faze doći za prostorni pomeraj $x - \frac{\lambda}{3}$. Pošto prema sl. II.9. dvostruki polni korak sačinjava šest žlebova, jedna trećina su dva žleba, te namot druge faze počinjeno od žleba 3. Prema tome namot druge faze obuhvatiće žlebove 3—5 i 9—12. Kroz namot druge faze prolaziće struja druge faze koja u odnosu na struju prve faze kasni za jednu trećinu periode, tj. $i_{II} = I_{Im} \cos \omega \left(t - \frac{T}{3} \right)$. Oblik polja druge faze biće takođe pravougaona funkcija B_I i ako uzmemo osnovni harmonik njegova maksimalna vrednost će biti

$$B_{II,m} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\mu_0}{2\delta'} \cdot \frac{N_n I_{II} \cdot \sqrt{2}}{p} \quad (\text{II.25.})$$

Trenutna vrednost nepokretnog naizmeničnog polja druge faze je

$$b_{II}(x, t) = B_{II,m} \cos \omega \left(t - \frac{T}{3} \right) \cos \frac{2\pi}{\lambda} \left(x - \frac{\lambda}{3} \right) \quad (\text{II.26.})$$

Na sličan način biće izrađen i namot treće faze. On je pomenen od druge faze za $\lambda/3$, a od prve za $2\lambda/3$, te će obuhvatiti žlebove 5—8 i 11—2. Stoga će u izraz za prostorni pomeraj polja u odnosu na treću fazu doći $(x - 2\lambda/3)$. Kroz namot treće faze prolaziće struja treće faze koja u odnosu na struju prve faze zakašnjava za dve trećine periode tj. $i_{III} = I_{III,m} \cos \omega \left(t - \frac{2T}{3} \right)$. I polje treće faze biće pravougaona funkcija visine B_I a ako uzmemo osnovni harmonik maksimalna vrednost će biti

$$B_{III,m} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\mu_0}{2\delta'} \cdot \frac{N_n \cdot I_{III} \sqrt{2}}{p} \quad (\text{II.27.})$$

Trenutna vrednost nepokretnog naizmeničnog polja treće faze je

$$b_{III}(x, t) = B_{III,m} \cos \omega \left(t - \frac{2T}{3} \right) \cos \frac{2\pi}{\lambda} \left(x - \frac{2\lambda}{3} \right) \quad (\text{II.28.})$$

Na osnovi predhodnog razmatranja možemo rezimirati sledeće.

Na induktoru sa žlebovima sagradimo tri simetrična namota tako da su njihovi ulazi prostorno pomeneni jedan od drugog za jednu trećinu dvostrukog polnog koraka. Namot druge faze pomenen je od prve za $\lambda/3$, a namot treće faze za $2\lambda/3$. Kroz trofazne namote propuštamo trofazne struje, koje jedna od druge vremenski zakašnjava za jednu trećinu periode ($T/3$). Ako je sistem simetričan, kao što je obično slučaj, njihove maksimalne vrednosti su jednake. Ako vreme računamo od trenutka kada je struja prve faze u maksimumu, izrazi struja za sve tri faze su

$$i_I = I \sqrt{2} \cos \omega t$$

$$i_{II} = I \sqrt{2} \cos \omega \left(t - \frac{T}{3} \right) = I \sqrt{2} \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{II. 29.})$$

$$i_{III} = I \sqrt{2} \cos \omega \left(t - \frac{2T}{3} \right) = I \sqrt{2} \cos \left(\omega t - 2 \cdot \frac{2\pi}{3} \right)$$

Struja svake faze stvaraće nepokretno naizmenično polje. Ako su maksimalne vrednosti struja jednake, biće jednake, uzevši samo osnovni harmonik i maksimalne vrednosti polja $B_{I,m} = B_{II,m} = B_{III,m} = B_m$. Ako lučne apscise x računamo od mesta na kome je polje prve faze u maksimumu, trenutne vrednosti ova tri nepokretna naizmenična polja biće

$$b_I = B_m \cos \omega t \cos \frac{2\pi}{\lambda} x$$

$$b_{II} = B_m \cos \omega \left(t - \frac{T}{3} \right) \cos \frac{2\pi}{\lambda} \left(x - \frac{\lambda}{3} \right)$$

$$b_{III} = B_m \cos \omega \left(t - \frac{2T}{3} \right) \cos \frac{2\pi}{\lambda} \left(x - 2 \frac{\lambda}{3} \right)$$

ili

$$b_I = B_m \cos \omega t \cos \frac{2\pi}{\lambda} x$$

$$b_{II} = B_m \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left(\frac{2\pi}{\lambda} x - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$b_{III} = B_m \cos \left(\omega t - 2 \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left(\frac{2\pi}{\lambda} x - 2 \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{II.30.})$$

Ako sada po Leblanovoj teoremi nepokretno naizmjenično polje svake faze rastavimo na po dva obrtna, njihovi izrazi su

$$\begin{aligned} b_I &= \frac{1}{2} B_m \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} x - \omega t\right) + \frac{1}{2} B_m \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} x + \omega t\right) \\ b_{II} &= \frac{1}{2} B_m \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} x - \omega t\right) + \frac{1}{2} B_m \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} x + \omega t - 2\frac{2\pi}{3}\right) \\ b_{III} &= \frac{1}{2} B_m \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} x - \omega t\right) + \frac{1}{2} B_m \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} x + \omega t - 4\frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (II.31.)$$

Pošto namoti svih faza čine trofazni namot koji se nalazi na istom magnetnom kolu, onda će oni dati jedno rezultatno polje, koje dobivamo kada svih predhodnih šest obrtnih polja saberemo. Odmah moramo primetiti da se svi drugi članovi s desne strane predhodna tri izraza mogu predstaviti kosinusoidima koje su jedna od druge pomerene za $2\pi/3$, te je njihova rezultanta jednaka nuli. Prvi članovi s desne strane poslednja tri izraza su jednovremeni, nazivamo ih direktnim obrtnim poljima, te je njihov zbir

$$b_{ob} = b_I + b_{II} + b_{III} = \frac{3}{2} B_m \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} x - \omega t\right) \quad (II.32.)$$

Ovako dobijeni izraz potpuno je sličan izrazu (II.21), samo je amplituda veća za 1,5 puta, te je prema tome i ovo izraz obrtnog magnetnog polja.

Kao zaključak možemo kazati da se obrtno magnetno polje dobija pomoću nepokretnih provodnika međusobno prostorno pomeranih, kroz koje teku višefazne (q — fazne) struje. Namoti svake faze su prostorno pomerani za q -ti deo dvostrukog polnog koraka (λ/q), a struje jedna za drugom zakašnjavaju za q -ti deo periode (T/q). Maksimum obrtnog polja je

$$B_{obm} = \frac{q}{2} B_m \quad (II.33.)$$

gde je B_m amplituda nepokretnog naizmjeničnog polja svake faze.

Dobijanje obrtnog magnetnog polja pomoću nepokretnih provodnika i višefaznih naizmjeničnih struja je delo Nikole Tesle. Koliko je to delo veliko možemo sagledati po tome što je posle tog pronalaska izrađen čitav polifazni sistem proizvodnje, prenosa i upotrebe električne energije. Danas možemo reći da trofazni sistem dominira u elektromotornim pogonima u industriji.

U predhodnom slučaju posmatrali smo namot koji je zauzimao samo jedan žleb po polu i fazi ($m = 1$). U opštem slučaju je $m > 1$. Ako bi analizu vršili od početka, od namota prve faze, koja ima $m > 1$ (raspodeljeni namot), onda bi imali ne jedan pravougaonik za polje, već m pravougaonika pomeranih jedan od drugoga za jedan korak ožlebljenja t_z . Mps jednog pravougaonika bila bi tada $N_n I \sqrt{2}/p$.

Od svake pravougaone funkcije $B = \frac{\mu_0}{2\delta'} \frac{N_n I \sqrt{2}}{p}$ uzeli bi samo osnovni har-

monik $B_1 = \frac{4}{\pi} B$.

Međutim rezultatno polje jedne faze ne bi bilo m puta veće ($m B_1$), već je još pomnoženo sa pojasnim navojnim sačinioem k_p .

Ako bi namot bio tetivni onda bi imali i tetivni odnosno rezultatni navojni sačinilac ($k = k_p \cdot k_t$). Prema tome, ovde imamo isti slučaj kao kod indukovane ems, o čemu smo govorili u predhodnom odeljku o namotima. Stoga će i u izrazu za maksimum obrtnog polja figurisati i navojni sačinilac, tj.

$$B_{obm} = k \cdot \frac{q}{2} B_m \quad (II.34.)$$

gde je

$$B_m = \frac{4}{\pi} \cdot B \text{ i } B = \frac{\mu_0}{2\delta'} \cdot \frac{N_n I \cdot \sqrt{2}}{p}$$

Saglasno ovome maksimum obrtnog polja biće

$$B_{obm} = \frac{\mu_0}{2\delta'} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot k \cdot \frac{q N_n I \sqrt{2}}{p} \quad (II.35.)$$

7. OSNOVNI HARMONIK OBRTNE MPS I OBRTOG FLUKSA TESLINOG VIŠEFAZNOG INDUKTORA

Kao što smo redom posmatrali polje jednog navojka, pa navojnog dela, zatim polje jedne faze i najzad obrtno magnetno polje, tako bi mogli posmatrati mps jednog navojka, jednog navojnog dela i jedne faze, koja bi bila nepokretna naizmjenična mps. Kada bi sabirali mps onda bi došli do izraza sličnog obrtnom polju

$$f_{ob} = F_{obm} \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} x - \omega t\right) \quad (II.36.)$$

tj. i ekvivalentna mps višefaznog nepokretnog (Teslinog) induktora je obrtna. Nju nazivamo ekvivalentna mps.

Da ne bi taj račun ponavljali mi ćemo izvesti samo maksimalnu vrednost te ekvivalentne mps, a iz maksimalne vrednosti obrtnog polja. U opštem slučaju mps F jednaka je proizvodu gradijenta magnetnog polja ($H = B/\mu$) i dužine 1. Pošto je ovde polje obrtno biće B_{obm} , i pošto tražimo gradijent u međugvožđu (vazduhu) biće μ_0 . Dužina je po paru polova jednaka dužini dvostrukog ekvivalentnog međugvožđa $2\delta'$. Stoga će biti

$$F_{obm} = \frac{B_{obm}}{\mu_0} 2\delta' \quad (II.37.)$$

Kako je prema obrascu

$$B_{obm} = k \cdot \frac{q}{2} B_m = \frac{\mu_0}{2\delta'} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{k q N_n I \sqrt{2}}{p}$$

biće

$$F_{obm} = k \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{q N_n I \sqrt{2}}{p} \quad (II.38.)$$

ili pošto je $N_n = N/2$

$$F_{obm} = k \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{qN I \sqrt{2}}{2p} \quad (\text{II.39.})$$

Ovaj obrazac možemo rečima iskazati na sledeći način: maksimalna vrednost ekvivalentne mps po polu dobiva se kada se navojni sačinilac pomnoži sa srednjom vrednošću $\left(\frac{2}{\pi}\right)$ amperprovodnika svih faza.

Ukupnu vrednost fluksa po polu, koji je takođe obrtni, dobijamo kada srednju vrednost indukcije $\left(\frac{2}{\pi} B_{obm}\right)$ pomnožimo sa površinom pola ($S = \tau l$):

$$\Phi_{ob} = \frac{2}{\pi} B_{obm} \cdot S = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\mu_0}{2\delta'} \cdot F_{obm} S$$

$$\Phi_{ob} = \frac{\frac{2}{\pi} F_{obm}}{\frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{2\delta'}{S}} = \frac{\frac{2}{\pi} \cdot F_{obm}}{\theta} \quad (\text{II.40.})$$

Ovo znači da i za obrtni fluks važi Kap-Hopkinsonov zakon, tj. ukupnu vrednost fluksa po polu dobijamo kada srednju vrednost ekvivalentne mps podelimo sa magnetnim otporom na koji fluks prolazi kroz dvostruko ekvivalentno međugvožđe.

8. GRAFIČKO PREDSTAVLJANJE OBRITNOG MAGNETNOG POLJA ILI OBRITNE MPS

Najvažnije je pravilno shvatiti obrtno magnetno polje, što je osnovni uslov za mogućnost dobrog razumevanja principa rada svih rotativnih mašina. U tom cilju se obrtna polja odnosno njihovo analitičko izvođenje mogu predstaviti i grafički. Ako posmatramo promenu polja duž međugvožđa posmatranje moramo izvršiti za nekoliko različitih trenutaka vremena istog intervala, jer se struje u svakoj fazi menjaju sa vremenom pa prema tome i polje. Mi ćemo posmatrati promene polja duž međugvožđa posle svake dvanaestine periode ($T/12$), a ako je učestanost struje $f = 50 \text{ Hz}$, onda to vreme u sekundama iznosi

$$t = \frac{T}{12} = \frac{1}{f \cdot 12} = \frac{1}{50 \cdot 12} = \frac{1}{600} \text{ sec}$$

Nacrtajmo vektorski struje triju faza I_u , I_v i I_w , koje jedna za drugom zakaš-
njavaju za jednu trećinu periode ili na crtežu za 120° i uzmimo da se struja prve faze poklapa sa vremenskom osom tj. $i_u = I_{um}$ (sl. II.10.). Tada su struje u ostale dve faze u istom trenutku negativne i upola manje po vrednosti od struje u prvoj fazi

$i_v = i_w = -\frac{I_{um}}{2}$. To je tačno jer kod simetričnog trofaznog sistema zbir struja

u svakom trenutku mora biti ravan nuli. Ako s desne strane na sl. II.10. nacrtamo navojne delove triju faza U , V , W , koje su međusobno razmaknute za trećinu dvostrukog polnog koraka $\lambda/3$ tako da pod svakim polom svaka faza zauzima jedan

žleb ($m = 1$), onda je u osama navojnih delova faze U nepokretno naizmenično polje maksimalno, pošto je i struja u istom trenutku u fazi U maksimalna. Istog trenutka polje faze V je negativno i njegov maksimum je upola manji od maksimuma polja prve faze i nalazi se u osi navojnog dela faze V . Slično imamo i za fazu W .

Rezultatno polje izvučeno je debljom linijom. Posle $1/12$ periode vektori koji predstavljaju struje pomere se u pozitivnom smeru za 30° . Maksimum nepokretnog polja prve faze je opao, treće porastao, a druge je nula, jer je struja u drugoj fazi u tom trenutku jednaka nuli. I ovde je rezultatno polje izvučeno debljom linijom. Ako ovako radimo i dalje vidimo da je rezultatno polje obrtno polje jer se njegov maksimum pomera od ose navojnog dela prve faze, u kojoj je struja u početnom trenutku posmatra ja maksimalna, ka osi navojnog dela druge faze, u kojoj je struja maksimalna posle jedne trećine periode itd. Na sl. II.10. se vidi, a i ranije smo izveli, da obrtno polje u toku jedne periode pređe dvostruki polni korak. Ako je mašina dvopolna ($p = 1$) onda u toku jedne periode obrtno polje napravi jedan obrt. Ako je $p = 2$, pošto u toku jedne periode pređe dvostruki polni korak, onda to ovde iznosi pola obrta. Dakle, kod induktora sa p pari polova obrtno polje pređe $1/p$ dela obrta. Ako je učestanost struje f onda je brzina polja u jednoj sekundi f/p a u minuti

$$n' = \frac{60 f}{p} \quad (\text{II.41.})$$

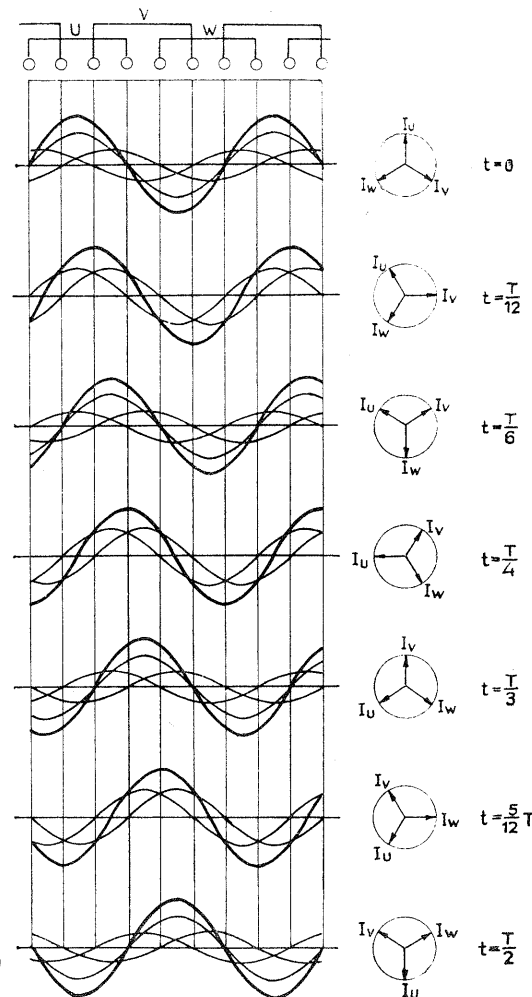
Brzina obrtnog polja naziva se sinhrona brzina i ona, kako vidimo, zavisi od učestanosti naizmenične struje i broja parova polova.

9. MENJANJE SMERA OBRATANJA OBRITNOG POLJA

Iz izraza obrtnog magnetnog polja

$$b_{ob} = B_{obm} \cos \left(\frac{2\pi}{\lambda} x - \omega t \right)$$

4 Asinhrona mašine



Sl. II.10.

za koje smo ranije uzeli da se struja menja po kosinusnom zakonu, na primer za prvu fazu $i = I_m \cos \omega t$, možemo odrediti gde se nalazi maksimum obrtnog polja u trenutku kada je struja maksimalna u navoju jedne faze.

Prema predhodnom obrascu biće $b_0 = B_{0bm}$ za

$$\cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} x - \omega t\right) = 1 \text{ tj., za } \frac{2\pi}{\lambda} x - \omega t = 0$$

Oдавде za traženo mesto x po obimu induktora u kome je polje maksimalno dobijamo

$$x = \frac{\omega t \cdot \lambda}{2\pi} = \frac{2\pi \cdot t}{T \cdot 2\pi} \lambda = \frac{\lambda}{T} \cdot t$$

Struja prve faze je u maksimumu za $t = 0$, pa je $x = 0$.

To znači da se maksimum obrtnog polja nalazi u tom trenutku $t = 0$, baš u osi navoja prve faze.

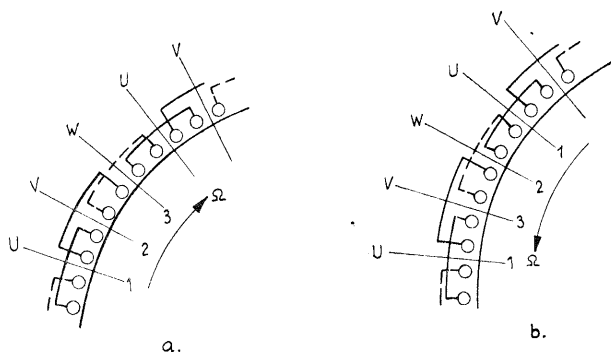
Struja druge faze je u maksimumu jednu trećinu periode kasnije tj. za $t = T/3$ pa je.

$$x = \frac{\lambda}{T} \cdot t = \frac{\lambda}{T} \cdot \frac{T}{3} = \frac{\lambda}{3}$$

tj. maksimum obrtnog polja nalazi se u osi navoja druge faze u trenutku kada je struja u ovom navoju u maksimumu.

Slično se ima i za treću fazu pa možemo doći do sledećeg zaključka: maksimum obrtnog polja nalazi se u osi navoja one faze u kojoj je struja maksimalna.

Ovaj rezultat možemo da primenimo na namote statora asinhronog motora koji su prikazani na sl. II.11.a. i b., na kojima su navoji triju faza označeni sa U, V, W , a faze trofaznog električnog izvora na koje se navoji priključuju sa 1, 2 i 3.



Sl. II.11.

Kada su, kao na sl. II.11.a., navoji U vezani sa fazom 1, navoji faze V sa fazom 2, navoji W sa fazom 3 izvora, maksimum obrtnog polja pomera se iz ose u osu navoja u smeru označenom strelicom Ω . Ako se sada prevežu veze dvaju navoja sa provodnicima električnog izvora, na primer V se veže sa fazom 3, a W sa

fazom 2, maksimum obrtnog polja biće najpre u osi navoja U (1) zatim u W (2), pa u V (3). To znači da će se ovde polje obrtati u suprotnom smeru.

Ovo se koristi na primer kod asinhronog motora. Ako se promene veze dveju faza statorovog namota, onda se asinhroni motor obrće u suprotnom smeru.

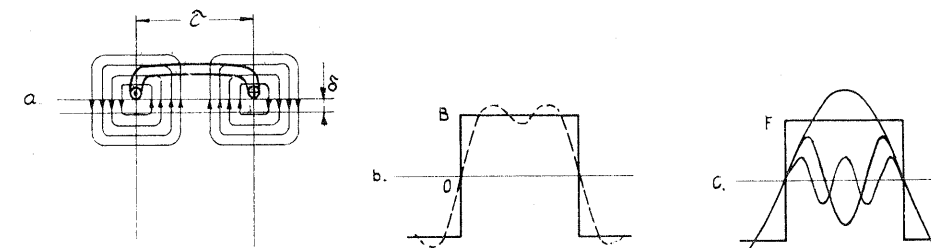
10. VIŠI HARMONICI MPS

Razmatranje o višim harmonicima mps počecemo od najprostijeg slučaja. Najpre ćemo izvesti izraz mps jednog navojnog dela dvopolne mašine. Zatim ćemo preći na mps m navojnih delova i mps namota jedne faze. Najzad ćemo razmatrati mps trofaznog namota za koju znamo da je obrtna mps.

10.1. Mps jednog navojnog dela. — Neka je na sl. II.12. predstavljen navojni deo prečnikog namota, $y = \tau$, koji se nalazi na induktoru mašine. U žlebu se nalazi N_z provodnika. Međugvožđe je stalne dužine, $\delta' = \text{const}$. Ako kroz provodnike protiče naizmenična struja $i = I\sqrt{2} \sin \omega t$, onda će u trenutku kada je struja maksimalna ($I\sqrt{2}$) usled toga što je međugvožđe stalno, polje biti, kao što od ranije znamo, pravougaoanog oblika (sl. II.12.b.). Kada postoje žlebovi polje će stvarno biti oblika predstavljenog isprekidanom linijom na sl. II.12.b., ali je nagib tako mali da se zanemaruje. Veza između mps i magnetnog pada napona data je zakonom obuhvatanja

$$N_n i = \oint H dl_1 \quad (\text{II.42.})$$

pri čemu se linijski integral odnosi na ma koju zatvorenu liniju fluksa oko provodnika koji se nalaze u jednom žlebu. Neka je to kontura deblje izvučena na sl. II.12.a. Za praktične svrhe možemo uzeti da je u gvožđu $\mu_{Fe} = \infty$, odnosno $H_{Fe} = 0$.



Sl. II.12.

Ili, da bi uračunali uticaj magnetnog otpora gvožđa možemo stvarnu dužinu međugvožđa δ povećati na δ' nazvanu ekvivalentnom dužinom međugvožđa. Pošto je δ malo u odnosu na δ' , smatramo da linije fluksa prolaze kroz međugvožđe u radialnom pravcu. Tako je

$$\oint H \cdot dl_1 = H \cdot 2 \delta'$$

pa je

$$N_n I \sqrt{2} = H \cdot 2 \delta'$$

odnosno

$$H = \frac{1}{2 \delta'} N_n I \sqrt{2} \quad (\text{II.43.})$$

Pošto je polje $B = \mu_0 H$, biće

$$B = \frac{\mu_0}{2 \delta'} \cdot N_n I \sqrt{2} \quad (\text{II.44.})$$

Prema tome mps jednog navojnog dela, koja se vremenski menja, potrebna za prolazak fluksa kroz dvostruko međugvožđe je

$$f_t = N_n i \quad (\text{II.45.})$$

a njena maksimalna vrednost iznosi (visina pravougaonika)

$$F = N_n I \sqrt{2} \quad (\text{II.46.})$$

Pošto se radi o magnetnom permeabilitetu u vazduhu, postoji direktna srazmernost između polja i mps, te mps ima isti pravougaoni oblik kao i polje (sl. II.12.c.), na rastojanju jednog polnog koraka (τ). Prema tome mps je neharmonična periodična funkcija lučnog rastojanja x . Ovu periodičnu funkciju možemo rastaviti u Furijeov harmonični red. Pošto je funkcija simetrična u odnosu na apscisu onda ostaju neparni harmonici, a pošto je simetrična u odnosu na ordinatnu osu onda ostaju samo sinusni članovi. Tako možemo napisati

$$f(x) = F_{m1} \sin \frac{2\pi}{\lambda} x + F_{m3} \sin 3 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} x + \dots + F_{mv} \sin v \frac{2\pi}{\lambda} x \quad (\text{II.47.})$$

Amplituda harmonika v -tog reda je

$$F_{mv} = \frac{2}{\tau} \int_0^{\tau} f(x) \sin v \frac{2\pi}{\lambda} x dx \quad (\text{II.48.})$$

Kada se ovo reši dobije se

$$F_{mv} = \frac{2}{\pi v} F (1 - \cos v \pi) \quad (\text{II.49.})$$

Pošto je za neparne harmonike $\cos v\pi = -1$, amplituda v -tog harmonika iznosi

$$F_{mv} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{v} F \quad (\text{II.50.})$$

Prema tome za mps jednog navojnog dela, koja je funkcija lučnog rastojanja x , možemo napisati ove neparne prostorne harmonike

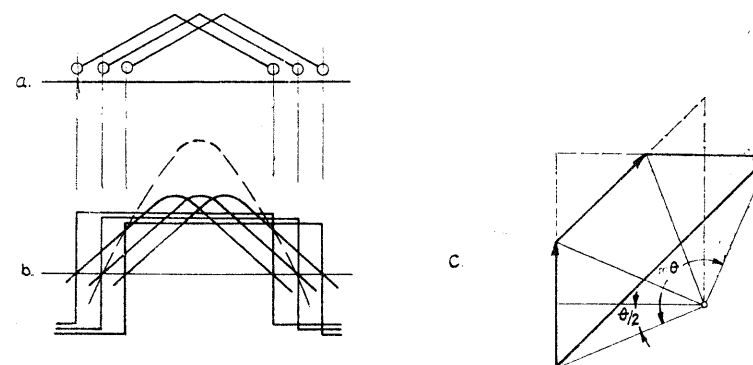
$$f(x) = \frac{4}{\pi} F \left(\sin \frac{2\pi}{\lambda} x + \frac{1}{3} \sin 3 \frac{2\pi}{\lambda} x + \dots + \frac{1}{v} \sin \frac{2\pi}{\lambda_v} x \right) \quad (\text{II.51.})$$

tj. amplituda osnovnog harmonika je $\frac{4}{\pi} F$, gde je F visina pravougaonika u trenutku kada je struja maksimalna, amplituda v -tog harmonika je F_{m1}/v , a dvostruki polni korak v -tog harmonika je $\lambda_v = \lambda/v$.

10.2. Mps m navojnih delova. — Ako na red vežemo m navojnih delova prečnickog namota, kao na sl. II.13.a., onda mps njihova neće biti m puta veća $F_{(m)} \neq mF$, već se u ovom slučaju uzima u obzir pojasni navojni sačinilac k_p , uvek manji od jedinice, te je

$$F_{(m)} = k_p m F \quad (\text{II.52.})$$

Kada smo izračunavali navojni sačinilac za osnovni harmonik upotreбили smo sl. II.13.c. na kojoj smo osnovne harmonike predstavljali vektorima međusobno



Sl. II.13.

pomereni za ugao θ . Za m koji harmonik pomeraj će biti θ_v , koji možemo izračunati iz odnosa

$$\frac{\theta_v}{2\pi} = \frac{t_z}{\lambda_v} \quad (\text{II.53.})$$

ili

$$\theta_v = v \frac{\pi}{z} \quad (\text{II.54.})$$

Tako za pojasni navojni sačinilac m kog harmonika dobijamo

$$k_p = \frac{\sin m \frac{\theta_v}{2}}{m \sin \frac{\theta_v}{2}} = \frac{\sin v \frac{m}{z} \cdot \frac{\pi}{2}}{m \sin v \frac{1}{z} \cdot \frac{\pi}{2}} \quad (\text{II.55.})$$

Amplituda mps m kojeg neparnog harmonika m navojnih delova je

$$F_{\Sigma(m)v} = k_{pv} m F_{mv} \quad (\text{II.56.})$$

Ako je namot još sa skraćenim navojnim korakom, $y < \tau$, uzimamo u obzir i tetivni navojni sačinilac, koji smo zračunavali za osnovni harmonik po obrascu

$$k_t = \sin \frac{y}{\tau} \frac{\pi}{2}$$

pa će, u skladu sa ranije rečenim da je $\lambda_v = \lambda/\nu$, za ma koji harmonik ν , biti

$$k_{tv} = \sin \nu \frac{y}{\tau} \frac{\pi}{2} \quad (\text{II.57.})$$

Na taj način rezultatni navojni sačinilac ma koga harmonika iznosi

$$k_v = k_{pv} \cdot k_{tv} = \frac{\sin \nu \frac{m}{z} \frac{\pi}{2}}{m \sin \nu \frac{1}{z} \frac{\pi}{2}} \cdot \sin \nu \frac{y}{\tau} \frac{\pi}{2} \quad (\text{II.58.})$$

a amplituda ma kog prostornog harmonika mps m navojnih delova

$$F_{\Sigma(m)\nu} = k_v m F_{m\nu} \quad (\text{II.59.})$$

10.3. Amplituda mps po polu namota jedne faze. — Predhodni obrazac predstavljaće i mps po polu i po fazi

$$F_{fv} = k_v m \cdot \frac{4}{\pi} \frac{1}{\nu} F = k_v m \frac{4}{\pi} \frac{1}{\nu} N_z I \sqrt{2} \quad (\text{II.60.})$$

Ako želimo da je izrazimo pomoću ukupnog broja provodnika jedne faze koji iznosi $N = 2 p m N_z$, biće amplituda mps jedne faze po polu

$$F_{fv} = k_v \frac{4}{\pi} \frac{1}{\nu} \frac{N I \sqrt{2}}{2 p} \quad (\text{II.61.})$$

a njena trenutna vrednost je

$$f_{fv} = k_v \frac{4}{\pi} \frac{1}{\nu} \frac{N I \sqrt{2}}{2 p} \sin \omega t \quad (\text{II.62.})$$

Često se upoređuje amplituda ma kog harmonika sa amplitudom osnovnog harmonika. Kada se napravi odnos

$$\frac{F_{fv}}{F_{f1}} = \frac{k_v \frac{1}{\nu}}{k_1}$$

biće

$$F_{fv} = \frac{k_v}{k_1} \frac{F_{f1}}{\nu} \quad (\text{II.63.})$$

tj. amplituda ν -tog harmonika dobija se kada se ν -ti deo osnovnog harmonika pomnoži sa odnosom navojnih sačinilaca ν -tog i osnovnog harmonika.

10.4. Obrtna mps trofaznog induktora. — Kada smo izvodili obrtno polje uzimali smo polje namota svake faze, tj. nepokretno pulzirajuće polje i rastavljali ga na po dva obrtna. Tri direktna polja su se sabirala, a tri inversna, budući prostorno pomešana, su se poništavala. Amplituda obrtnog polja je $q/2$ puta veća od amplitude polja jedne faze. Slično se ima i za mps. Ali ovdje ćemo posmatrati

izraz za sve harmonike, uzimajući da su struje pojedinih faza pomešane vremenski za $T/3$, a namoti prostorno za $\lambda/3$. Za trenutne vrednosti mps pojedinih faza imamo

$$\begin{aligned} f_{(x,t)I} &= \left[F_{f1} \cos \frac{2\pi}{\lambda} x + F_{f3} \cos 3 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} x + \dots + F_{fv} \cos \nu \cdot \frac{2\pi}{\lambda} x \right] \cos \omega t \\ f_{(x,t)II} &= \left[F_{f1} \cos \frac{2\pi}{\lambda} \left(x - \frac{\lambda}{3} \right) + F_{f3} \cos 3 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \left(x - \frac{\lambda}{3} \right) + \dots + \right. \\ &\quad \left. + F_{fv} \cos \nu \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \left(x - \frac{\lambda}{3} \right) \right] \cos \omega \left(t - \frac{T}{3} \right) \quad (\text{II.64.}) \\ f_{(x,t)III} &= \left[F_{f1} \cos \frac{2\pi}{\lambda} \left(x - \frac{2\lambda}{3} \right) + F_{f3} \cos 3 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \left(x - \frac{2\lambda}{3} \right) + \dots + \right. \\ &\quad \left. + F_{fv} \cos \nu \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \left(x - \frac{2\lambda}{3} \right) \right] \cos \omega \left(t - \frac{2T}{3} \right) \end{aligned}$$

Iz ovih obrazaca možemo da napišemo i opšte obrasce za bilo koji harmonik mps

$$\begin{aligned} f_{vI} &= F_{fv} \cos \omega t \cos \frac{2\pi}{\lambda} x \\ f_{vII} &= F_{fv} \cos \omega \left(t - \frac{T}{3} \right) \cos \frac{2\pi}{\lambda} \left(x - \frac{\lambda}{3} \right) \quad (\text{II.65.}) \\ f_{vIII} &= F_{fv} \cos \omega \left(t - \frac{2T}{3} \right) \cos \frac{2\pi}{\lambda} \left(x - \frac{2\lambda}{3} \right) \end{aligned}$$

Sada možemo izračunavati rezultatnu odnosno ekvivalentnu obrtnu mps svakog prostornog harmonika, sabirajući iste harmonike pojedinih faza. To ćemo učiniti za nekoliko harmonika da bi došli do nekoliko važnih zaključaka.

Za osnovni harmonik imamo, slično kao što smo radili za polja

$$f_{ob1} = \frac{3}{2} F_{f1} \cos \left(\frac{2\pi}{\lambda} x - \omega t \right) \quad (\text{II.66.})$$

tj. amplituda obrtne mps $F_{obm1} = \frac{3}{2} F_{f1}$

Za treći harmonik imamo, pošto je $\lambda_v = \lambda/\nu$

$$\begin{aligned} f_{3I} &= F_{f3} \cos \omega t \cos 3 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} x \\ f_{3II} &= F_{f3} \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left(3 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} x - 2\pi \right) \quad (\text{II.67.}) \\ f_{3III} &= F_{f3} \cos \left(\omega t - 2 \cdot \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left(3 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} x - 2 \cdot 2\pi \right) \end{aligned}$$

Pošto je $\cos\left(3 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} x - n \cdot 2\pi\right) = \cos 3 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} x$, kada je n paran broj biće kada saberemo

$$f_{ob3} = f_{3I} + f_{3II} + f_{3III} = \\ = F_{f3} \cos 3 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} x \left[\cos \omega t + \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\omega t - 2 \cdot \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (II.68.)$$

Pošto izraz u srednjim zagradama predstavlja tri kosinusoide pomerene za po $2\pi/3$ njihova rezultanta je jednaka nuli, te je

$$f_{ob3} = 0 \quad (II.69.)$$

a to znači da treći harmonik obrtne ekvivalentne mps ne postoji kod trofaznih induktora.

Za peti harmonik imamo

$$f_{5I} = F_{f5} \cos \omega t \cdot \cos 5 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} x \\ f_{5II} = F_{f5} \cos \omega \left(t - \frac{T}{3}\right) \cdot \cos 5 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \left(x - \frac{\lambda}{3}\right) \\ f_{5III} = F_{f5} \cos \omega \left(t - \frac{2T}{3}\right) \cos 5 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \left(x - \frac{2\lambda}{3}\right) \quad (II.70.)$$

ili

$$f_{5I} = f_{f5} \cos \omega t \cdot \cos 5 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} x \\ f_{5II} = F_{f5} \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cos \left(5 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} x - 5 \cdot \frac{2\pi}{3}\right) \\ f_{5III} = F_{f5} \cos \left(\omega t - 2 \cdot \frac{2\pi}{3}\right) \cos \left(5 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} x - 5 \cdot 2 \cdot \frac{2\pi}{3}\right)$$

Kada se ovo razvije dobije se

$$f_{5I} = \frac{F_{f5}}{2} \cos \left(5 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} x - \omega t\right) + \frac{F_{f5}}{2} \cos \left(5 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} x + \omega t\right) \\ f_{5II} = \frac{F_{f5}}{2} \cos \left(5 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} x - \omega t - 4 \cdot \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{F_{f5}}{2} \cos \left(5 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} x + \omega t\right) \\ f_{5III} = \frac{F_{f5}}{2} \cos \left(5 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} x - \omega t - 8 \cdot \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{F_{f5}}{2} \cos \left(5 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} x + \omega t\right)$$

Kada prethodne jednačine saberemo, prvi članovi sa desne strane sve tri fazne mps se poništavaju, drugi članovi su jednovremeni, te je peti harmonik prostorne obrtne mps

$$f_{ob5} = \frac{3}{2} F_{f5} \cos \left(5 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} x + \omega t\right) \quad (II.71.)$$

Mi smo ranije rekli da znak ispred t označava smer obrtanja. Ako je on negativan onda je polje direktno, a ako je pozitivan onda je inversno. Prema ovom znaku, zaključujemo, da se peti harmonik obrtne mps obrće u suprotnom smeru od osnovnog.

Na sličan način, kao za osnovni, treći i peti harmonik, nalazimo za trenutne vrednosti

$$f_{ob7} = \frac{3}{2} F_{f7} \cos \left(7 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} x - \omega t\right) \quad (II.72.)$$

$$f_{ob9} = 0 \quad (II.73.)$$

$$f_{ob11} = \frac{3}{2} F_{f11} \cos \left(11 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} x + \omega t\right) \quad (II.74.)$$

$$f_{ob13} = \frac{3}{2} F_{f13} \cos \left(13 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} x - \omega t\right) \quad (II.75.)$$

itd.

Iz svih prethodnih izvođenja dolazimo do sledećih zaključaka:

— Iako u faznoj mps postoji treći harmonik, u ekvivalentnoj obrtnoj mps ne postoji treći harmonik i svaki koji je deljiv sa tri.

— Ako je $\frac{\nu-1}{q}$ ceo broj, gde je ν red harmonika, onda se taj harmonik obrće u istom smeru sa osnovnom, (na pr. 7, 13)

— Ako je $\frac{\nu+1}{q}$ ceo broj, onda se ν -ti harmonik obrće u suprotnom smeru od smera obrtanja osnovnog harmonika.

— Svaki harmonik potiče od sinusoidalne struje čija je vremenska učestanost f . Stoga svaki harmonik ima tu istu vremensku učestanost f . Međutim, prostorni harmonik ν -tog reda ima prostornu periodu (tj. dvostruki polni korak) ν puta manji, $\lambda_\nu = \lambda/\nu$. On se ponaša kao da ima ν puta veći broj pari polova. Zato je

$$f = \frac{\nu p n_\nu}{60} \quad (II.76.)$$

pa je brzina obrtanja ν -tog harmonika u odnosu na nepokretni namot

$$n_\nu = \frac{60 f}{p} \cdot \frac{1}{\nu} = \frac{n'}{\nu} \quad (II.77.)$$

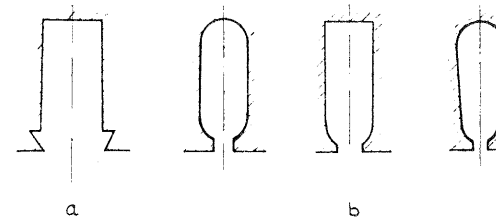
DRUGI DEO

ASINHRONE MAŠINE

III UVOD

1. OSNOVNI ELEMENTI KONSTRUKCIJE I VRSTE ASINHRONIH MOTORA

Kao i svaki električni motor i asinhroni motor je električna mašina koja električnu energiju pretvara u mehanički rad. Magnetno kolo asinhronog motora, kao i svih ostalih rotativnih mašina sastoji se iz dva osnovna dela: nepokretnog ili statora i obrtnog dela ili rotora, koji su međusobno razdvojeni međugvoždem. Kod asinhronog motora stator je uvek induktor (primar), on se uvek priključuje na mrežu, pa je prema tome rotor indukat (sekundar).

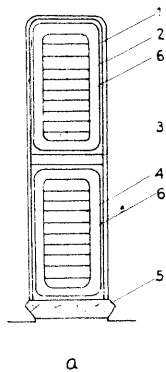


Sl. III.1.

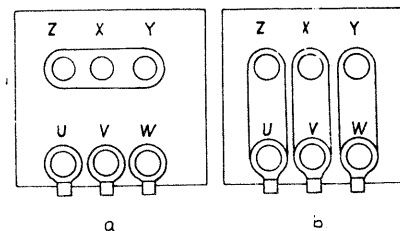
Stator se pravi u obliku šupljeg valjka i sastavljen je od dinamo limova debljine obično 0,5 mm. I ovi limovi kao i oni kod transformatora međusobno su izolovani slojem laka ili tankom hartijom, da bi se u njima smanjile na najmanju mernu vihorne struje, a time i gubici u gvožđu. Na svakom limu po unutrašnjem obimu izbijaju se prorezi, tako da kada se limovi slože izbijeni delovi obrazuju žlebove, a time i

zubce koji se protežu u aksijalnom pravcu statora. Žlebovi mogu biti različitih oblika od kojih su neki pretstavljeni na sl. III.1: otvoreni (a) i poluotvoreni (b). Ako je žleb pravougaoni onda je zubac trapezni i obrnuto. U žlebove se stavljaju namoti. U otvorene žlebove dolaze namoti koji su još ranije izrađeni na šablonu i koji su potpuno završeni. U poluzatvorene žlebove namot se stavlja na taj način što se izrade najpre posebni navojni delovi pa se provodnici ulažu kroz proreze žleba. Kasnije se navojni delovi povezuju u namote pojedinih faza. Na sl. III.2. prikazani su poprečni preseći žleba sa uloženim namotima za visoki napon (a) i niski napon (b). Uz zidove žleba dolazi najpre prešpanska postava (1), zatim u dnu žleba provodnici jednog sloja (2), iznad ovih pregrada žleba (3). Iznad pregrade provodnici drugog sloja (4) i najzad zaglavak (5) koji ne dopušta pomeranje pro-

vodnika u žlebu niti njihovo ispadanje. Kod namota za visoke napone provodnici svakog sloja posebno se izoluju čaurama (6). Namoti su obično trofazni i kroz njih teku trofazne struje. Čitav stator stavlja se u oklop (kućište) motora, koji je kod manjih motora obično izliven (liveno gvožđe ili aluminijum), a kod većih zavaren od prethodno iskrojenih delova debljeg lima. S obe bočne strane oklopa koji je takođe u obliku tanjeg (šupljeg) cilindra, dolaze poklopci koji u svom centru nose ležišta za vratilo rotora. Krajevi, početci i završetci, namota svake faze (kod trofaznog namota dakle njih šest) izvode se kroz oklop do zavrtnjeva na izolacionoj pločici u priključnoj kutiji koja se nalazi na oklopu motora. Raspored ulaznih i izlaznih krajeva namota prikazan je na sl. III.3. Ovakav raspored je praktičan jer se namot statora može pomoću pločica po potrebi vezati u zvezdu (sl. III.3.a.) ili u troougao (sl. III.3.b.) Na donjem delu oklopa nalaze se stopala koja služe za pričvršćenje motora za postolje (fundament).



Sl. III.2.

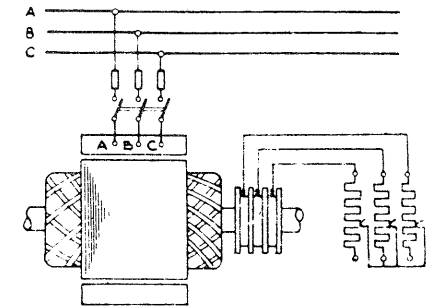


Sl. III.3.

Međugvožde treba da bude što manje. Njegova dužina ograničena je jedino mehaničkim razlozima (ugib vratila), tako da se za motore od 1,5 kW do 350 kW kreće u granicama 0,3 do 1,5 mm. Što se tiče električnih razloga, stator i rotor su međusobno vezani elektromagnetnom indukcijom, odnosno fluksom koji stvara stator i koji prodire u rotor. Ukoliko je međugvožde manje elektromagnetna veza između statora i rotora je bolja, manja je struja magnećenja motora, a time i bolji sačinilac snage.

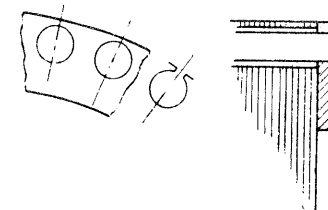
Rotor odnosno njegovo magnetno kolo takođe je sastavljeno iz limova debljine 0,5 mm međusobno izolovanih, koji se naglavljaju na vratilo. Vratilo se, kako je ranije rečeno, oslanja u ležištima koja se nalaze u središtu bočnih poklopaca. Na taj način se obezbeđuje jednaka dužina međugvožda po obimu. Rotor po svom spoljnjem obimu nosi žlebove i zupce. Žlebovi kao i kod statora mogu biti različitih oblika. U njih se stavljaju namoti. Prema vrstama električnog kola rotore, pa time i asinhrone motore, možemo podeliti na dve vrste: a) namotani rotori i b) kratkospojeni rotori. Ovi poslednji mogu biti obični, sa dvostrukim žlebovima i sa dubokim žlebovima.

1.1. Namotani rotor. — Ova vrsta rotora prikazana je na sl. III.4. Žlebovi ovih rotora su kao i kod statora, otvoreni ili poluzatvoreni (sl. III.1.), a mogu biti i zatvoreni. U njih se stavljaju namoti, obično trofazni, te je njihovo izvođenje isto kao i za namote statora. Ako se namot spregne u zvezdu onda se tri kraja spoje u neutralnu tačku na samom namotu, a ostala tri izvode se do tri klizna prstena, izolovana međusobno i od vratila, a koji se nalaze obično na suprotnoj strani rotora od one na kojoj se nalazi kajišnik. Na klizne prstenove prislonjene su dirke koje su u vezi sa trofaznim rotorskim otpornikom, ili kako se još drugačije naziva, otpornikom za puštanje u rad. Pošto je rotorski otpornik potreban samo za puštanje motora u rad onda je, da bi se s jedne strane smanjilo abanje dirki pri radu a s druge da bi se pri radu izbegli gubici snage usled trenja dirka o klizne prstenove, većina motora snabdevena je sa naročitim uređajem koji po puštanju motora u rad podiže dirke i klizne prstenove dovodi u kratki spoj.

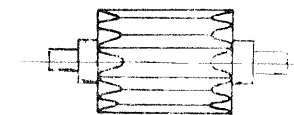


Sl. III.4.

1.2. Kratkospojeni rotor. — Obični kratkospojeni rotor predstavljen je na sl. III.5. Žlebovi su okrugli, zatvoreni ili poluzatvoreni. Provodnici od okruglih bakrenih šipka stavljaju se u okrugle žlebove, a sa obe bočne strane stavljaju se prstenovi i tvrdo leme. Ovakav namot naziva se i veveričin kavez na koji stvarno liči. Na prstenove se još stavljaju krilca tako da služe kao ventilator. Često se magnetno kolo rotora (sa okruglim žlebovima) zaliva aluminijumom, tako da se dobije aluminijumski veveričin kavez ujedno snabdeven s obe strane krilcima kao ventilatorom, čiji je izgled predstavljen na sl. III.6.



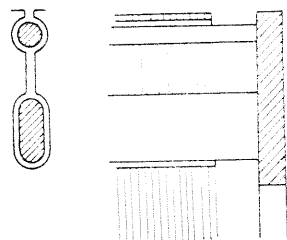
Sl. III.5.



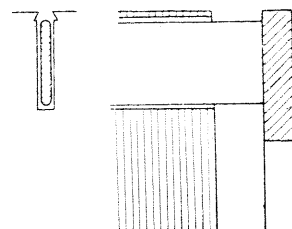
Sl. III.6.

Motori sa rotorom u kratkom spoju imaju mnoge prednosti u odnosu na motore sa namotanim rotorom. Konstrukcija rotora, naročito sa običnim veveričinim kavezom, je neuporedivo prostija, sigurnost u radu je mnogo veća, ne zahteva rotorski otpornik i najzad mnogo je jeftiniji. Ali mana običnih kratkospojenih rotora je što imaju vrlo loše osobine pri puštanju motora u rad. Povlače veliku struju iz mreže pa se upotrebljavaju samo za manje snage tj. snaga im je za svaku mrežu posebno ograničena. Da bi se ovo donekle izbeglo, konstrukcija kratkospojenog rotora se nešto komplikovala, tako da se oni izvode sa dva kaveza kao što je pret-

stavljeno na sl. III.7. ili sa dubokim žlebovima kao što je pretstavljeno na sl. III.8. Motori čiji rotori imaju dva kaveza nazivaju se po imenu pronalazača i Bušero motori.

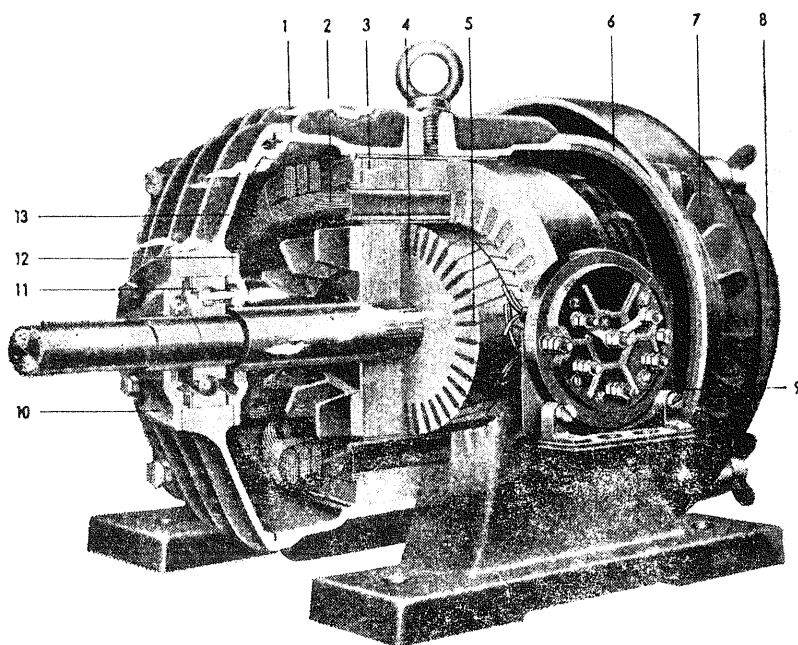


Sl. III.7.



Sl. III.8.

U pogledu završne konstrukcije motora odnosno konstrukcije njihovog oklopa, možemo ih podeliti u tri vrste: otvoreni, zaštićeni i zatvoreni. Kod otvorenih motora bočni poklopci imaju velike otvore (odnosno samo paoke), tako da vazduh



Sl. III.9.

1. Kućište motora
2. Namot statora
3. Statorski paket limova
4. Rotor
5. Namot rotora
6. Ležajni štit
7. Ventilator

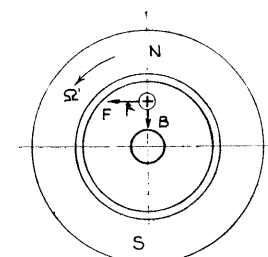
8. Poklopac ventilatora
9. Priključna pločica
10. Spoljni poklopac ležišta
11. Ležište
12. Unutrašnji poklopac ležišta
13. Ležajni štit

slobodno ulazi sa svih strana, a njegova cirkulacija se omogućava samim obrtanjem rotora. Kod zaštićenih motora poklopci imaju otvore samo na donjem delu, tako da su zaštićeni od kapljica vode koje ne smeju da dodu do namota. Kod zatvorenih motora magnetno kolo statora i rotora kao i njihovi namoti potpuno su zatvoreni. Da bi se omogućilo hlađenje motora stavlja se ventilator preko koga se radi zaštite stavlja poklopac od lima a oklop i bočni poklopci imaju i rebra u cilju povećanja površine hlađenja. Na sl. III.9. pretstavljen je presek jednog asinhronog motora i njegov spoljni izgled.

2. PRINCIP RADA ASINHRONOG MOTORA

Za objašnjenje principa rada posmatrajmo sl. III.10., na kojoj su prikazani stator i rotor asinhronog motora, i čiji je namot rotora doveden u kratki spoj. Neka su namot statora i rotora trofazni, izgrađeni na principima o njihovom namatanju tj. da su odgovarajući delovi faznih namota međusobno pomereni za $1/3$ dvostrukog polnog koraka ($\lambda/3$). Ako stator priključimo na naizmenične trofazne napone, trofazne struje stvorice Teslino obrtno magnetno polje i neka je njegov smer obrtanja označen strelicom Ω' . Ako je mašina sa jednim parom polova $p = 1$ polje u toku jedne periode pređe dvostruki polni korak tj. u ovom slučaju ceo krug. Ako mašina ima dva para polova ($p=2$) onda je dvostruki polni korak jednak polovini kruga, tj. obrtno polje u toku jedne periode pređe $1/p$ kruga. Pošto u jednoj sekundi imamo f perioda, onda će polje u toku jedne sekunde preći $f \cdot \frac{1}{p}$ obrtaja. Brzina obrtanja obično se izražava brojem obrtaja u minuti n' , te se za minutnu brzinu obrtanja obrtnog polja ima

$$n' = \frac{60 f}{p} \quad (\text{III.1.})$$



Sl. III.10.

koja se naziva sinhrona brzina obrtanja. Pošto je industrijska učestanost u Evropi $f = 50$ Hz, onda se prema izboru broja parova polova mogu kod asinhronog motora dobiti sledeće sinhronne brzine kojima se obrću obrtna polja

p	1	2	3	4	5	6	itd.
n'	3000	1500	1000	750	600	500	

Obrtno polje, obrćući se duž međugvožda i zatvarajući se kroz stator i rotor, indukuje u njihovim provodnicima ems. Izraz indukovane ems statora je

$$E' = 2,22 k' f N' \Phi_{ob} \quad (\text{III.2.})$$

i ona je u odnosu na napon U' kontraelektromotorna, drži mu ravnotežu i od njega se razlikuje samo za padove napona, omski i induktivni usled rasipanja, koji iznose nekoliko procenata.

Posmatrajući prema sl. III.10. jedan provodnik rotora za dati smer obrtanja obrtnog polja Ω' i njegov smer kroz međugvožde, označen je i smer ems rotora E'' . Pošto je električno kolo rotora zatvoreno kroz provodnike će usled indukovane ems

poteći i struja I'' čija je aktivna komponenta istog smera kao i ems. Pošto se provodnik sa strujom I'' nalazi u magnetnom polju B na njega će delovati elektromagnetna sila $F = l I'' B$ koja je nacrtana na sl. III.10. a čiji se smer određuje po pravilu desnog koordinatnog sistema (pravila desne ruke i dr.). Prema smeru elektromagnetne sile vidimo da ona pokreće rotor u smeru obrtanja obrtnog polja. Ovo se dešava sa svim provodnicima po obimu rotora, a zbir svih proizvoda sile i poluprečnika predstavlja obrtni momenat elektromagnetnih sila motora. Prema tome, kada stator asinhronog motora priključimo na mrežu, obrtni momenat motora obrće rotor u smeru obrtanja obrtnog polja. Zbog toga što su stator i rotor vezani samo pomoću elektromagnetne indukcije ovi motori se nazivaju i indukcionim motorima.

Međutim, rotor se ne može obrtati sinhrono tj. istom brzinom kao i obrtno polje. Kada bi rotor i postigao sinhronu brzinu onda ne bi bilo relativne brzine između obrtnog polja i rotora, pa ne bi bilo ni presecanja provodnika, ni indukovane ems, ni struje, pa bi rotor počeo da zaostaje. Tada opet postoji presecanje provodnika, indukovanje ems itd. Dakle, rotor nikada ne može da stigne obrtno polje statora. Kada rotor radi naprazno, tj. kada nije opterećen, rotor treba da savlada samo sopstveni kočni momenat odnosno da savlada trenje u ležištima i rotora o vazduh. Ovaj momenat M_f je veoma mali te je brzina rotora vrlo bliska sinhronoj. Kada motor opteretimo (kočimo) nekim otpornim spregom, naprimer kada pokreće neku mašinu radilicu, onda će rotor zaostajati više, i postaje veća ems i struja u rotoru. Ova struja teži da smanji fluks statora, a da bi se ponovo uspostavila magnetna ravnoteža, mora se povećati i struja statora. Na taj način posredstvom obrtnog polja vrši se pretvaranje električne energije koju motor uzima iz mreže u mehanički rad koji motor daje na vratilu.

Pri opterećenju rotora se obrće brzinom n koja je malo manja od sinhrona n' . Razlika između ovih brzina naziva se apsolutno klizanje. Odnos između razlike ovih brzina i sinhrona brzine naziva se relativno klizanje

$$s = \frac{n' - n}{n'} \quad (\text{III.3.})$$

ili

$$s\% = \frac{n' - n}{n'} \cdot 100 \quad (\text{III.4.})$$

Vrednost klizanja pri nominalnom opterećenju kreće se kod manjih motora od 3 do 8%, a kod većih od 1 do 3%. Tako na primer ako je kod četvoropolne mašine ($p = 2$) pri nominalnom opterećenju klizanje jednako 4% onda brzinu rotora izvodimo iz obrasca (3).

$$n = (1 - s) \cdot n' \quad (\text{III.5.})$$

ili za naš primer $n = (1 - 0,04) \cdot 1500 = 1440$ ob/min. Obrazac sličan obrascu III.5. vredi i za ugaone brzine

$$\Omega = (1 - s) \Omega' \quad (\text{III.6.})$$

Zbog toga što se rotor ne obrće sinhrono sa obrtnim poljem, ova vrsta motora zove se asinhroni motor.

Pošto se obrtno polje obrće sinhronom brzinom n' , a rotor u istom smeru brzinom n , onda delovanje obrtnog polja statora na provodnike rotora možemo pret-

staviti tako da je rotor nepokretan, a da se obrtno polje statora u odnosu na njega obrće razlikom ovih brzina, tj., relativna brzina polja statora u odnosu na rotor je

$$n'' = n' - n$$

Od ove brzine (n'') presecanja provodnika rotora zavisiće i učestanost magnećenja rotora i učestanost ems i struja u rotoru. Nju možemo izraziti pomoću obrasca III.1.:

$$f'' = \frac{pn''}{60} = \frac{p}{60} \cdot (n' - n) \quad (\text{III.7.})$$

$$f'' = s \cdot f$$

Prema tome učestanost električnih i magnetnih veličina rotora dobija se kada se primarna učestanost f pomnoži sa klizanjem s . Stoga se rotorna učestanost naziva i učestanost klizanja. Red veličine učestanosti rotora je vrlo mali, svega nekoliko herca. Na primer, ako je klizanje kao i ranije 4%, a primarna učestanost 50 Hz, rotorna učestanost je $f'' = s \cdot f = 0,04 \cdot 50 = 2$ Hz. Važna posledica male rotorne učestanosti, koju moramo odmah da napomenemo, je da su gubici snage u gvožđu rotora (P_{Fe}) koji zavise od prvog stepena odnosno kvadrata učestanosti tako mali da se u svakom slučaju mogu zanemariti.

Kada motor radi od praznog hoda do punog opterećenja klizanje mu se menja (povećava), a time i učestanost rotora. Samo u trenutku puštanja motora u rad ili kad rotor usled preopterećenja stane (kratki spoj), tj. kada rotor stoji, učestanost u rotoru jednaka je sa statorovom, klizanje je jednako jedinici, jer obrtno polje u tom trenutku istom brzinom preseca i provodnike statora i rotora. Tada je ems rotora

$$E_k'' = 2,22 \cdot k' f N'' \Phi_{ob} \quad (\text{III.8.})$$

U vezi sa promenom klizanja od praznog hoda do punog opterećenja menjaju se i sve veličine rotora koje zavise od učestanosti i to ems E'' , struja I'' i induktivni otpor usled rasipanja X_{γ}'' . Pri nekom opterećenju izraz ems je

$$E'' = 2,22 k'' \cdot f'' \cdot N'' \Phi_{ob} = s \cdot 2,22 k' f N'' \Phi_{ob} = s \cdot E_k'' \quad (\text{III.9.})$$

tj. ems indukovana u rotoru kada se ovaj obrće, dobija se kada se ems indukovana pri ukočenom rotoru pomnoži sa klizanjem.

Induktivni otpor usled rasipanja je

$$X_{\gamma}'' = \omega'' L_{\gamma} = 2 \pi f'' \cdot L_{\gamma} = s \cdot 2 \pi f L_{\gamma} = s \cdot X_{\gamma k}'' \quad (\text{III.10.})$$

gde je $L_{\gamma k}''$ induktivnost rotora koja odgovara rasutom fluksu a $X_{\gamma k}''$ induktivni otpor usled rasipanja pri nepokretnom rotoru. Prema tome induktivni otpor usled rasipanja X_{γ}'' rotora koji se obrće dobija se kada se odgovarajući induktivni otpor pri ukočenom rotoru $X_{\gamma k}''$ pomnoži sa klizanjem s .

Pošto omski otpor rotora R'' ne zavisi od učestanosti onda je struja u rotoru

$$I'' = \frac{E''}{\sqrt{R''^2 + X_{\gamma}''^2}} \quad (\text{III.11.})$$

Ako je rotor višefazni, što je redovan slučaj, onda višefazne struje koje protiču kroz namote rotora stvaraju takođe obrtno polje. Brzina ovog polja u odnosu na rotor može se izračunati po opštem obrascu III.1.

$$n'' = \frac{60 f''}{p} = \frac{60 f}{p} \cdot s = s \cdot n' \quad (\text{III.12.})$$

Međutim, rotor se u odnosu na neku nepokretnu tačku, na primer u odnosu na provodnik statora, obrće brzinom n . Prema tome, brzina obrtnog polja rotora u odnosu na neku nepokretnu tačku statora jednaka je zbiru brzina

$$n'' + n = sn' + (1 - s)n' = n'$$

tj. obrtno polje rotora obrće se u istom smeru i istom brzinom kao i obrtno polje statora. Ovo je i logično jer isto kao što pri nekom ustaljenom radnom stanju motora mora postojati ravnoteža između ems statora i rotora, mora postojati i ravnoteža između obrtnih polja koja proizvode ove ems. Ovde treba napomenuti da se ovo odnosi samo na osnovne harmonike polja, koje smo i do sada jedino uzimali u obzir.

3. GUBICI SNAGE I STEPENA ISKORIŠĆENJA

Preobražaj energije iz jedne vrste u drugu neizbežno je vezan sa gubicima. Prema tome, da bi asinhroni motor mogao da daje korisnu mehaničku snagu P , njegova utrošena električna snaga P' , koju uzima iz mreže na koju je priključen, mora da bude veća od korisne snage za iznos svih gubitaka u motoru.

Iz mreže na koju je priključen, stator uzima električnu snagu

$$P' = q \cdot U' \cdot I' \cos \varphi \quad (\text{III.13.})$$

gde je

U' — napon po fazi primara, a
 I' — struja po fazi primara

Od ove utrošene snage jedan deo se troši u samom namotu statora na džulove gubitke

$$P'_{Cu} = q R' I'^2 \quad (\text{III.14.})$$

gde je R' — omski otpor po fazi statora.

Drugi deo snage troši se na gubitke u gvožđu statora usled histereze i vihornih struja

$$P'_{Fe} = (\eta f + \sigma f^2) m'_{Fe} B_m^2 \quad (\text{III.15.})$$

Ostatak utrošene snage prenosi se elektromagnetnim putem pomoću obrtnog polja na rotor. Stoga se taj ostatak utrošene snage naziva snaga obrtnog polja

$$P_{ob} = P' - (P'_{Cu} + P'_{Fe}) \quad (\text{III.16.})$$

Snaga obrtnog polja se sva preobražava u električnu snagu rotora

$$P''_{e1} = q E'' I'' \cdot \cos \varphi'' \quad (\text{III.17.})$$

Od snage obrtnog polja jedan deo se troši na džulove gubitke u bakru rotora

$$P''_{Cu} = q R'' I''^2 \quad (\text{III.18.})$$

Ako je na namot rotora priključen i rotorski otpornik čiji je otpornik po fazi r'' , onda se u njemu troši snaga $q r'' I''^2$. Mi posmatramo rad asinhronog motora u jednom ustaljenom radnom režimu, na primer nominalnom, i tada je rotorski otpornik isključen.

Što se tiče gubitaka u gvožđu rotora, za njih važi opšti obrazac kao za sve gubitke u gvožđu, tj. usled histereze i vihornih struja

$$P''_{Fe} = P''_H + P''_F = (\eta f'' + \sigma f''^2) m''_{Fe} \cdot B_m^2 \quad (\text{III.19.})$$

od kojih prvi zavisi od prvog stepena, a drugi od kvadrata učestanosti. Međutim, u čl. III.2. smo rekli da je učestanost ems, struja i magnećenja rotora veoma mala, i da iznosi svega nekoliko herca. Primera radi uzeli smo, da je pri klizanju $s = 4\%$, rotorska učestanost $f'' = 2$ Hz tj. 25 puta manja od primarne učestanosti. Ako bi masa gvožđa rotora bila ista kao i statora onda bi gubici usled histereze bili 25 puta manji nego u statoru, a gubici usled vihornih struja, koji zavise od kvadrata učestanosti, bili bi $25^2 = 625$ puta manji nego u statoru. Gubici u gvožđu rotora su veoma mali, pa se redovno zanemaruju čime se praktično ne čini velika greška tj.

$$P''_{Fe} \approx 0 \quad (\text{III.20.})$$

Kada se od snage obrtnog polja oduzmu gubici u bakru rotora dobija se mehanička snaga rotora

$$P_R = P_{ob} - P''_{Cu} \quad (\text{III.21.})$$

U asinhronom motoru postoji i višak magnetnih gubitaka P_{Fev} koji se sastoje iz dva dela. Prvi deo su površinski gubici, koji se javljaju na površinama zubaca okrenutim međugvožđu, a usled vihornih struja koji su posledica kolebanja magnetnog fluksa u međugvožđu. Drugi deo viška magnetnih gubitaka čine tzv. pulzacioni gubici koji se javljaju u unutrašnjosti zubaca statora i rotora usled kolebanja (pulzacija) indukcije u samim zupcima. Međutim, višak magnetnih gubitaka je vrlo mali, tako da se kod motora manjih snaga može zanemariti

$$P_{Fev} \approx 0 \quad (\text{III.22.})$$

Najzad pri obrtanju rotora postoje i mehanički gubici na trenje u ležištima (i eventualno dirkama) P_f i ventilacioni usled trenja rotora o vazduh (i eventualno gubici na ventilator) P_v tj.

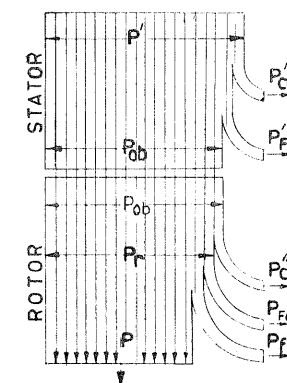
$$P_{fv} = P_f + P_v \quad (\text{III.23.})$$

Prema tome, kada se od mehaničke snage rotora oduzmu višak magnetnih gubitaka i mehanički gubici dobija se korisna snaga rotora

$$P = P_R - (P_{Fev} + P_{fv}) \quad (\text{III.24.})$$

Tok od utrošene do korisne snage asinhronog motora prikazan je na energetskom dijagramu na sl. III.11.

5*



Sl. III.11.

Prema tome korisna snaga motora jednaka je utrošenoj umanjenoj za zbir svih gubitaka

$$P = P' - \Sigma (P_{\gamma}) = P' - (P'_{Cu} + P'_{Fe} + P''_{Cu} + P_{Fev} + P_{Fv}) \quad (III.25.)$$

Stepen iskorišćenja asinhronog motora jednak je odnosu korisne i utrošene snage

$$\eta = \frac{P}{P'} = \frac{P' - \Sigma (P_{\gamma})}{P'} \quad (III.26.)$$

4. ZAGREVANJE I HLAĐENJE ASINHRONIH MAŠINA

Kao osnovni kriterijum pri oceni zagrevanja opterećenog asinhronog motora, nastalog usled gubitaka energije u njemu, uzima se temperatura zagrevanja namota statora.

Kao i temperaturno polje bilo koje obrtne električne mašine, tako i temperaturno polje asinhronog motora ima vrlo složen karakter. Ono zavisi od prostorne raspodele gubitaka, od smera i brzine kretanja rashladnog vazduha pored zagrevanih delova mašine, kao i od količine rashladnog sredstva.

Na sl. III.12. prikazan je karakteristični oblik termičkog polja u jednom aksijalnom preseku statora asinhronne mašine.

Zbog složenosti termičkog polja asinhronne mašine pri oceni zagrevanja posmatramo srednje vrednosti temperature namota statora, gvožđa statora i namota rotora.

Kao srednja temperatura namota obično se uzima ona temperatura, koju određujemo prema promeni otpora namota, merenog jednomernom strujom.

Iz jednačine

$$R_2 = R_1 [1 + \alpha (\vartheta_2 - \vartheta_1)] \quad (III.27.)$$

dobijamo

$$\vartheta_2 = \frac{R_2 - R_1}{R_1} (235 + \vartheta_1) + \vartheta_1 \quad (III.28.)$$

gde je

R_1 — otpor namota, izmeren pri temperaturi ϑ_1

R_2 — otpor namota, izmeren pri traženoj srednjoj temperaturi namota ϑ_2

α — temperaturni koeficijent otpora.

Praktično je vrlo teško određivati temperaturu maksimalno zagrejanih delova namota mašine, jer su ovi delovi uglavnom nepristupačni i teško se mogu pronaći.

Prema preporukama IEC određene su granice porasta temperature za osnovne delove asinhronih mašina. Vrednosti ovih porasta date su u Tablici III.1.

DOZVOLJENO ZAGREVANJE ELEKTRIČNIH MAŠINA (IEC 34.1;1960)

Tablica III.1.

DEO MAŠINE	Dozvoljeno zagrevanje (°C) za merenje temperature termometrom (I), iz povećanja otpora (II) i ugrađenim termoelementima (III)														
	Izolacija klase														
	A			E			B			F			H		
	I	II	III	I	II	III	I	II	III	I	II	III	I	II	III
1	2			3			4			5			6		
Namoti naizmenične struje indukcionih mašina sa istaknutim polovima snage 5000 kVA ili više ili s jezgrom dužakim 1 m ili više	—	60	60	—	70	70	—	80	80	—	100	100	—	125	125
Namoti naizmenične struje mašina manjih nego pod 1.	50	60	—	65	75	—	70	80	—	85	100	—	105	125	—
Trajno kratkospojeni izolovani namoti	60	—	—	15	—	—	80	—	—	100	—	—	125	—	—
Trajno kratkospojeni izolovani namoti	Zagrevanje ovih delova ne sme ni u kojem slučaju biti takvo da bi se mogao povrediti susedni materijal, bio on izolovan ili ne														
Magnetna kola i drugi delovi koji nisu u dodiru sa namotima															
Magnetna kola i drugi delovi koji su u dodiru s namotima	60	—	—	75	—	—	80	—	—	100	—	—	125	—	—
Komutatori i klizni kolotovi, zaštićeni ili ne	60	—	—	70	—	—	80	—	—	90	—	—	100	—	—

Zagrevanje pojedinih delova električnih mašina ima u pogledu njihove eksploatacije isti značaj kao i zagrevanje transformatora. Povišenje temperature namota dovodi do ubrzanja procesa starenja njihove izolacije i skraćivanja veka trajanja. Iz tih razloga je kontrola zagrevanja električnih mašina neobično važna za pravilnu eksploataciju mašine.

Asinhroni motori su vrlo često u eksploataciji podvrgnuti promenljivim opterećenjima, pri čemu se intervali sa većim opterećenjem smenjuju sa intervalima nepotpunog opterećenja ili čak potpunog isključenja sa mreže. U tom slučaju u asinhronim mašinama imamo nestacionarne procese zagrevanja i hlađenja. Budući da je tačan proračun ovih procesa vrlo složen, približno se uzima da je namot homogeno telo, pa se njegov porast temperature određuje iz izraza

$$\vartheta = \vartheta_0 + (\theta - \vartheta_0) \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right) \quad (III.29.)$$

gde su θ_0 i θ odgovarajući srednji priraštaji temperature u početku i na kraju procesa zagrevanja, a ϑ priraštaj srednje temperature namota u trenutku vremena t . Vremenska konstanta T u gornjem izrazu određuje se tako što se uzima u obzir da se istovremeno sa zagrevanjem namota zagrevaju i drugi delovi mašine, koji utiču na konačnu temperaturu namota

$$T \approx \frac{\Sigma c m \theta}{\Sigma P_{\gamma}} \quad (\text{III.30.})$$

gde je

- c — toplotni kapacitet
- m — masa
- θ — priraštaj temperature

ΣP_{γ} — zbir gubitaka koji prouzrokuju zagrevanje odgovarajućih delova električne mašine.

Za asinhrone mašine vremenska konstanta se obično nalazi u granicama od 0,3—2 časa i povećava se sa smanjenjem brzine električne mašine.

Problemi zagrevanja asinhronog motora u promenljivom opterećenju, kao i sam izbor snage motora detaljnije se razmatraju u elektromotornim pogonima.

Pri konstrukciji električnih mašina, kao i njihovoj eksploataciji, kao jedan od najvažnijih problema javlja se hlađenje zagrejanih delova. Količina vazduha, potrebna za hlađenje električne mašine može se sračunati iz jednačine

$$V = \frac{\Delta P}{c \Delta \vartheta} \quad (\text{III.31.})$$

gde je

- V — utrošena zapremina vazduha (m^3/s)
- ΔP — gubici koji zagrevaju vazduh (kW)
- c — zapreminski toplotni kapacitet vazduha

$$c = 1,29 \cdot \frac{b}{760} \cdot \frac{273}{273 + \vartheta_1} \quad (\text{kWs}/^{\circ}\text{Cm}^3) \quad (\text{III.32.})$$

- b — barometarski pritisak (mm Hg)
- ϑ_1 — temperatura vazduha koji ulazi u mašinu
- $\Delta \vartheta$ — temperatura do koje se zagreje vazduh pri prolasku kroz mašinu

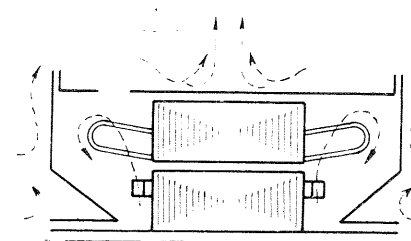
U zavisnosti od sistema ventilacije $\Delta \vartheta$ se menja u granicama od 12 do 25°C.

Radi pravilnog usmeravanja rashladnog vazduha i što bolji efekat iskorišćenja, kod asinhronih mašina imamo specijalne ventilacione uređaje, od kojih su najkarakterističniji prikazani u sl. III.13. do III.17.

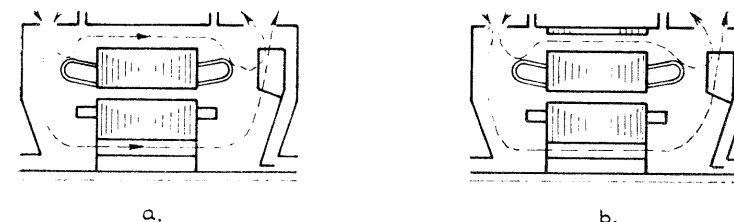
Na sl. III.13. prikazana je šema prirodnog hlađenja koja nalazi primenu kod motora malih snaga. Toplota se odvodi kroz površinu kućišta prirodnom konvekcijom i zračenjem.

Mašine većih snaga se izrađuju kao zaštićene ili zatvorene i načini njihovog hlađenja mogu biti vrlo različiti.

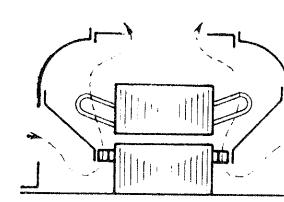
Na sl. III.14. prikazane su dve varijante aksijalnog sistema ventilacije zaštićene električne mašine. U prvom slučaju (sl. III.14.a.) jezgro statora se hladi vazduhom



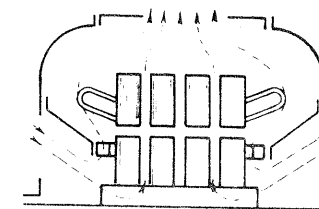
Sl. III.13.



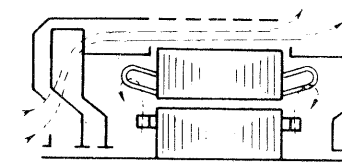
Sl. III.14.



Sl. III.15.



Sl. III.16.



Sl. III.17.

sa spoljašnje strane, dok se u drugom slučaju (sl. III.14.b.) vazduh kreće kroz kanale u statoru.

Na sl. III.15. prikazana je šema radijalnog sistema ventilacije asinhronih mašina, dok je na sl. III.16. prikazana šema radijalno-osnog sistema ventilacije. Kod električnih mašina većih snaga, radijalni sistem, koji je u konstruktivnom pogledu vrlo jednostavan, obezbeđuje intenzivno odvođenje toplote uz male ventilacione gubitke.

Na sl. III.17. prikazana je šema spoljnog hlađenja, koja se primenjuje kod zatvorenih konstrukcija električnih mašina, kod kojih ne postoji izmena vazduha između unutrašnjih delova mašine i spoljne sredine. Hlađenje kućišta motora ventilatorom koji se nalazi na osovini znatno smanjuje težinu motora, a zbog povećanja površine hlađenja kućište često ima i aksijalna rebra.

5. ASINHRONA MAŠINA SA UKOČENIM ROTOROM

Posmatrajmo asinhroni motor sa namotanim rotorom čiji su krajevi izvedeni na tri prstena. Ako se rotor ovoga motora ukoči, onda se on ne može upotrebiti u svrhe pretvaranja električne energije u mehaničku. Ako se stator, prema sl. III.18. priključi na mrežu, trofazne struje stvorice obrtno polje koje se obrće sinhronom brzinom n' . Položaj namotanih ukočenog rotora može biti proizvoljan u odnosu na namote statora. Uzmimo da se ose namota odgovarajućih faza statora i rotora poklapaju. Pošto rotor miruje njegova brzina je $n = 0$, pa je klizanje

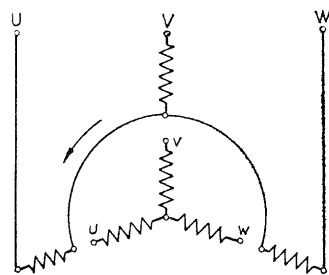
$$s = \frac{n' - n}{n'} = 1$$

Stoga je i učestanost električnih i magnetnih veličina statora i rotora ista (f). Obrtno polje presecaće jednovremeno provodnike rotora i statora i u njima indukovati električne sile

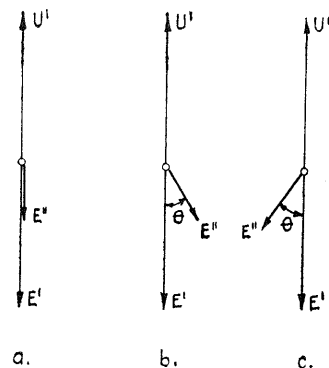
$$E' = 2,22 k' f N' \Phi_{ob}$$

$$E'' = 2,22 k'' f N'' \Phi_{ob}$$

Ems statora je prema sl. III.19.a. kontraelektromotorna i drži ravnotežu primarnom naponu, a električna sila E'' je elektromotorna.



Sl. III.18.



Sl. III.19.

Ako se rotor zaokrene za ugao α u suprotnom smeru od smera obrtanja obrtnog polja onda će obrtno polje najpre presecati provodnike rotora pa onda statora. Stoga će ems rotora vremenski prednjačiti ems-i statora za električni ugao θ (sl. III.19.b.).

Ako se rotor zaokrene u smeru obrtanja polja za ugao α , polje će seći najpre provodnike statora pa onda provodnike rotora. Stoga će ems rotora vremenski zakašnjavati za ems statora za električni ugao θ (sl. III.19.c.). Kod dvopolne mašine ($p = 1$) električni ugao jednak je mehaničkom. Kod mašine sa $p > 1$ električni ugao je p puta veći od mehaničkog $\theta = p \cdot \alpha$. U svim slučajevima vrednosti ems su iste, jedino je njihov fazni stav različit. Odnos ems je

$$m_{12} = \frac{E'}{E''} = \frac{k' N'}{k'' N''} \quad (\text{III.33.})$$

Prema tome, asinhroni motor sa ukočenim rotorom može da se upotrebi kao transformator koji se naziva transformator sa obrtnim poljem ili indukcionim regulatorom. Kada se sekundarno kolo opteretiti onda postoje ista stanja kao kod opterećenog transformatora. Samo ovaj transformator se upotrebljava u laboratorijske svrhe, na primer, kada se kod aparata, koji imaju strujna i naponska kola ($\cos \varphi$ -metri, vatmetri, brojila) strujno kolo napaja iz mreže, a naponsko iz sekundara ovog transformatora. Prednost transformatora sa obrtnim poljem je što se faza sekundarnog napona, a time i struja, može po volji menjati i na primer podesiti da struja u naponskom kolu aparata bude pomerena u odnosu na struju u strujnom kolu 90° . Mana ovog transformatora u odnosu na obični je što mu je struja praznog hoda znatno veća i dostiže 50—60% vrednosti nominalne struje. Veća struja praznog hoda potrebna je zbog toga što je međugvožde kod asinhronog motora znatno veće nego kod običnog transformatora, pad magnetnog napona kroz međugvožde je znatno veći te je za stvaranje fluksa potrebna znatno veća mps. Zatim je kod ovog transformatora veći napon kratkog spoja i dostiže 15—30%, jer su namoti smešteni u žlebove te su i rasuti fluksovi veći nego kod običnog transformatora kod kojih su namoti kompaktni.

Najzad ćemo samo napomenuti da se transformator sa ukočenim rotorom može upotrebiti još za dve svrhe, što zavisi od vezivanja odnosno priključivanja njegovih namota.

Ako se namoti rotora vežu na mrežu na red ili paralelno onda se asinhroni motor može upotrebiti kao induktivni navoj čija se induktivnost menja menjanjem položaja rotora u odnosu na stator.

Ako se stator i rotor vežu slično kao autotransformator, pri čemu se obično rotor veže paralelno tj. kao primar, a stator kao sekundar na red sa mrežom, onda se pomoću indukovane ems u statoru može menjati izlazni napon. Ovo regulisanje napona postiže se menjanjem faznog stava ems statora, tako da se vrednost izlaznog napona reguliše kontinualno, bez skokova (vidi član V.15.5).

IV. VEKTORSKI DIJAGRAMI

U prethodnom članu smo videli da se u pogledu preobražaja energije asinhroni motor sa ukočenim rotorom ponaša kao transformator. Karakteristika radnog procesa asinhronne mašine je što električnu energiju pretvara u mehanički rad dobijen na vratilu mašine u slučaju da ona radi kao motor. Pošto su energetske uslovi rada sekundara transformatora slični onda se obrtni rotor zamenjuje jednim ekvivalentnim ukočenim, koji ima sve energetske odnose kao rotirajući. Time se postiže znatno olakšanje, jer se analiza rada asinhronog motora svodi na analizu rada transformatora. Pri ovoj analizi učinimo, opet u cilju olakšanja, nekoliko pretpostavki i to:

1. Stalno ćemo posmatrati dvopolnu mašinu ($p = 1$), čime je ugaona brzina obrtnog polja Ω' , brojno jednaka ugaonoj učestanosti (pulsaciji) struje statora ω' .
2. Pretpostavićemo da su mps statora i rotora u međugvoždu duž obima harmonične. To je isto kao da kod stvarnih mašina, čije su mps pravougaone odnosno stepenaste funkcije, uzimamo u obzir samo osnovni harmonik.

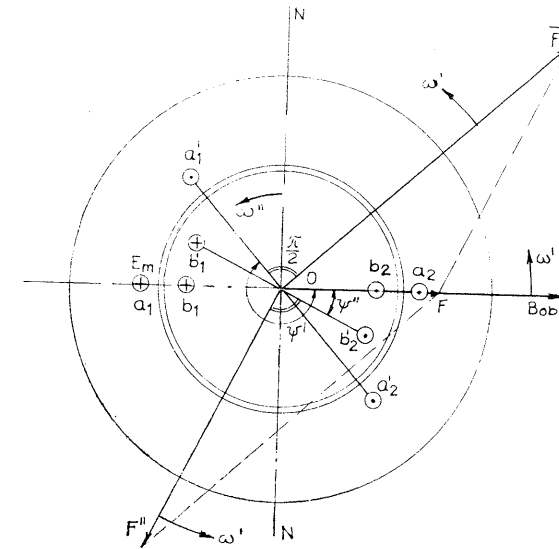
1. MAGNETOPOBUDNE SILE I STRUJE

Posmatrajmo stator koji nosi dvofazni namot kroz koji protiču dvofazne naizmenične struje. Neka je zadana zajednička mps F . U fazi za zajedničkom mps F je i vektor gustine fluksa u međugvoždu $\mathbf{B}_{ob}$, a time i zajednički obrtni fluks Φ_{ob} . Maksimalne vrednosti mps, gustine fluksa i fluksa kreću se u međugvoždu ugaonom brzinom Ω' , pa se i njihovi vektori u prostornom dijagramu kreću istom ugaonom brzinom.

Za vremenski trenutak prikazan na sl. IV.1. obrtno polje će indukovati električne sile u statoru i rotoru E' i E'' . Pošto je namot rotora kratko spojen usled ems E'' uspostaviće se i struja kroz sekundar čija je aktivna komponenta u fazi sa ems te na provodnike deluju elektromagnetne sile $F = l \cdot i \cdot B$, tako da se rotor obrće u istom smeru kao i obrtno polje ugaonom brzinom $\Omega = (1 - s) \Omega'$. Maksimalna ems rotora biće u navojku $b_1 - b_2$. Struja u rotoru I'' zaostaje iza ems zbog induktivnosti rotorovog namota pa će maksimalna vrednost struje rotora biti u navojku $b'_1 - b'_2$ čija je ravan pomerena od ravni navojaka $b_1 - b_2$ za ugao Ψ'' i to u suprotnom smeru od smeru obrtanja polja.

Maksimalna vrednost mps rotora F'' koju stvaraju sve faze rotora nalazi se u osi onog navojka (ili navojnog dela) u kome je struja u tom trenutku maksimalna. Prema tome vektor mps rotora F'' je upravan na ravan navojka $b'_1 - b'_2$. Njegova vrednost se izračunava po obrascu za ekvivalentnu mps višefaznog namota, a prema podacima rotorskog kola.

Kada znamo maksimalnu vrednost mps zajedničke i rotorove F i F'' lako određujemo mps statora F' a prema njoj i navojak (ili navojni deo) $a'_1 - a'_2$ u kome struja statora I' ima maksimalnu vrednost. Ugao između ravni navojaka $a_1 - a_2$.



Sl. IV.1.

i $a'_1 - a'_2$ je $\Psi' > \pi$, pošto je E'' i I'' suprotno od U' i I' . U specijalnom slučaju za $I'' = 0$; $F'' = 0$; $F' = F_0$ a ugao je $\Psi' = 3\pi/2$.

U sledećem trenutku maksimalne vrednosti zajedničke mps i gustine fluksa biće na drugom mestu, pomerene u smeru obrtanja polja. Stoga će i maksimalna ems i struja statora i rotora biti u sledećim navojcima (ili navojnim delovima). Ali važno je napomenuti da se pri stalnom opterećenju ($I'' = \text{const}$) dijagram mps ne menja, niti se menjaju uglovi Ψ' i Ψ'' .

Ako se promeni opterećenje rotora, promeni se i brzina rotora. Mps statora obrće se u međugvoždu i dalje istom ugaonom brzinom Ω' . Rotor se obrće promenjenom brzinom $\Omega = (1 - s) \Omega'$ pri čemu je rotorska učestanost $f'' = sf$. Mps rotora obrće se u odnosu na rotor ugaonom brzinom $\Omega'' = s\Omega'$. Kada saberemo brzinu mps rotora u odnosu na rotor sa brzinom rotora

$$\Omega + \Omega'' = (1 - s) \Omega' + s \Omega' = \Omega'$$

dobijamo da se i pri promenjenom opterećenju mps rotora u odnosu na stator obrće sinhronom brzinom. Prema tome kada se promeni opterećenje promeniće se pojedine komponente dijagrama mps, ali će se vektori svih mps uvek obrtati istom ugaonom brzinom Ω' tj. sinhronom brzinom. Ovo je naročito važno za svaku električnu mašinu, jer pri ma kome radu mora uvek postojati ravnoteža mps, tj. relativna brzina mps statora i rotora mora biti jednaka nuli.

Na osnovi posmatranja dijagrama mps možemo da rezimiramo sledeće zaključke:

1. Za ma koje opterećenje odnosno klizanje mps statora i rotora F' i F'' su u ravnoteži i nepomične jedna prema drugoj.

2. Mps se obrću u prostoru, a pri stalnom opterećenju njihov dijagram ostaje nepromenjen (stalan).

3. Mps rotora obrće se u odnosu na rotor ugaonom brzinom $\Omega'' = s\Omega'$.

4. Mps rotora obrće se u odnosu na stator sinhronom brzinom Ω' .

Najzad valja napomenuti da je dijagram mps asinhronog motora po obliku sličan dijagramu mps transformatora. Ali razlika je u tome što je kod transformatora to vremenski dijagram, a kod asinhronog motora dijagram mps je prostorni.

Prelazak na vremenski dijagram mps ostvaruje se sledećim rezonovanjem. U trenutku za koji je stanje prikazano na sl. IV.1. ems E' ima maksimalnu vrednost u navojku $a_1 - a_2$. Struja statora I' ima maksimalnu vrednost u navojku $a'_1 - a'_2$. Znači struja će u navojku $a_1 - a_2$ imati maksimum kasnije, posle vremena $t = \Psi''/\Omega'$ odakle je

$$\frac{t}{T} = \frac{\Psi''}{2\pi}$$

Prema tome je za dvopolnu mašinu ($p = 1$) vremenski ugao faznog pomeraja između ems E' i struje I' (koji se posmatra sada u odnosu na jedan navojak, $a_1 - a_2$) jednak prostornom uglu. Fluks koji prodiere kroz navojak $a_1 - a_2$ imaće maksimalnu vrednost kada vektor B_{ob} bude upravan na njegovu ravan, tj. kada dođe u osu NN . Prema tome vremenski vektor Φ_{ob} prethodi pred vektorom ems E' za ugao $\pi/2$. Stoga se mps F , F' i F'' kada se posmatraju njihove trenutne vrednosti u osi zadanog navojka (ili faze) mogu smatrati vremenskim vektorima. Mps F' ima maksimalnu vrednost u osi one faze u kojoj je struja I' maksimalna, jer vremenski vektor F' pada uvek zajedno sa vektorom struje I' . Pošto prostorni vektori mps F , F' i F'' čine zatvoren trougao, oni će i u vremenskom dijagramu zadržati isti međusobni položaj.

Sa dijagrama mps lako se prelazi na dijagram struja. Oblik dijagrama je isti. Slično kao i kod transformatora zajednička mps, koja je jednaka vektorskom zbiru primarne i sekundarne,

$$\mathbf{F} = \mathbf{F}' + \mathbf{F}'' \quad (IV.1.)$$

mora da ima stalnu vrednost. Stoga pri praznom hodu mps primara F'_0 koja potiče od struje praznog hoda mora biti jednaka zajedničkoj $\mathbf{F} = \mathbf{F}_0$. Izrazi ekvivalentnih mps primara, sekundara i zajedničke su

$$F' = \frac{2}{\pi} \cdot k' \frac{q'N'I' \sqrt{2}}{2p} \quad (IV.2.)$$

$$F'' = \frac{2}{\pi} \cdot k'' \frac{q''N''I'' \sqrt{2}}{2p} \quad (IV.3.)$$

$$F'_0 = \frac{2}{\pi} \cdot k' \frac{q'N'I_0 \sqrt{2}}{2p} \quad (IV.4.)$$

Iz jednačine za mps $\mathbf{F} = \mathbf{F}' + \mathbf{F}'' = \mathbf{F}_0$, znajući njihove stavove, vrednosti određujemo pomoću predhodnih obrazaca. Dalje je

$$\frac{2}{\pi} \cdot k' \frac{q'N'I_0 \sqrt{2}}{2p} = \frac{2}{\pi} k' \frac{q'N'I' \sqrt{2}}{2p} + \frac{2}{\pi} k'' \frac{q''N''I'' \sqrt{2}}{2p}$$

ili

$$k'q'N'I_0 = k'q'N'I' + k''q''N''I''$$

odnosno

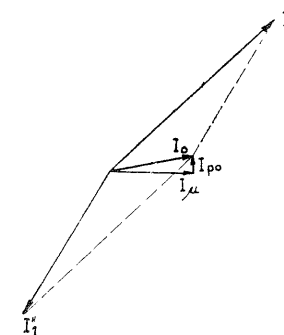
$$I_0 = I' + \frac{k''q''N''}{k'q'N'} I'' \quad (IV.5.)$$

ili

$$I_0 = I' + I''_1 \quad (IV.6.)$$

gde je

$$I''_1 = \frac{k''q''N''}{k'q'M} I'' = m_{211} I'' \quad (IV.7.)$$



Sl. IV.2.

struja rotora svedena na stator, pri čemu odmah definišemo i sačinilac svođenja struje rotora na stator

$$m_{211} = \frac{k''q''N''}{k'q'N'} \quad (IV.8.)$$

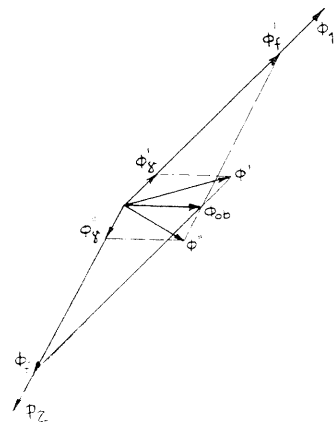
Dijagram struja asinhronog motora prikazan je na sl. IV.2. Slično kao kod transformatora struju praznog hoda I_0 , koja zakašnjava skoro za 90° iza napona, možemo rastaviti na dve komponente: čisto reaktivnu komponentu ili struju magnetnog indukcija koja stvara zajednički fluks (I_μ) i aktivnu komponentu struje praznog hoda (I_{p0}) koja odgovara gubicima u gvožđu i na trenje.

2. FLUKSOVI

Kao kod transformatora, magnetno polje u statoru i rotoru asinhronog motora stvoreno je zajedničkim delovanjem struja statora i rotora. Samo u specijalnom slučaju kada se rotor obrće sinhrono ($s = 0$) ili kada nema struje u rotoru, magnetno polje stvara samo struja u statoru. Kada se uoči jedan trenutak opterećenog asinhronog motora, njegovo polje koje potiče usled delovanja primarne i sekundarne struje ima vrlo komplikovan tok i oblik. Zatim neprestano menjanje tog polja u vremenu još više otežava njegovu analizu. Da bi se analiza olakšala, uprošćenje se vrši tako da se zanemari zasićenje, te se može primeniti metoda superponiranja fluksova. Na taj način dolazi se do sličnih odnosa kao kod transformatora. Polazimo od dijagrama mps ili struja sl. IV.3. Zajednička mps F odnosno njena reaktivna komponenta, stvara zajednički fluks Φ_{ob} koji se obuhvata sa namotima statora i rotora. Prema tome zajednički fluks je srazmeran reaktivnoj komponenti mps

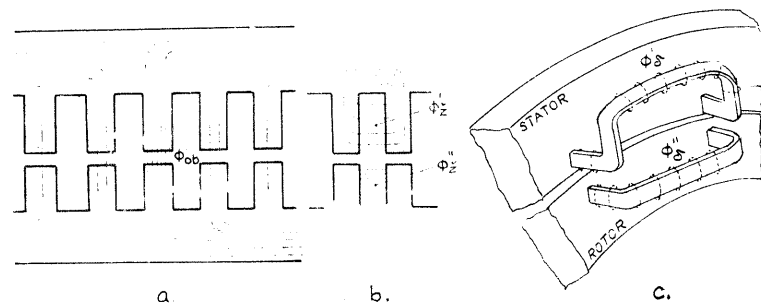
$$\Phi_{ob} = \frac{2}{\pi} F_{obm} \Lambda \quad (IV.9.)$$

gde je Λ magnetni provod magnetnog kola kojim zajednički fluks prodire. Zajednički fluks je u fazi sa strujom magnetčenja I_μ .



Sl. IV.3.

tzv. žlebno rasipanje Φ'_z i Φ''_z i to je prvi deo rasutog fluksa. Drugi deo rasutog fluksa je bočno rasipanje Φ'_b i Φ''_b tj. fluksovi koji se zatvaraju oko provodnika



Sl. IV.4.

koji se nalaze sa bočnih strana mašina, dakle onih delova provodnika koji se nalaze van žlebova. Metode proračuna rasutih fluksova asinhronog motora, slične su onima za transformator.

Pošto uzimamo da su fluksovi zajednički i rasuti (Φ_{ob} , Φ'_r i Φ''_r) harmonične funkcije vremena, oni se mogu predstaviti kao vremenski vektori, u vektorskom dijagramu asinhronog motora, sl. IV.3. Na osnovi ovoga rezultatni fluks statora koji se obuhvata sa statorovim namotima je

$$\Phi' = \Phi_{ob} + \Phi'_r \quad (IV.10.)$$

a rezultatni fluks rotora je

$$\Phi'' = \Phi_{ob} + \Phi''_r \quad (IV.11.)$$

Često se kod analize rada asinhronog motora, slično kao kod transformatora, rastavlja zajednički fluks na dva fiktivna Φ'_f i Φ''_f čime se samo određuju udeli primara i sekundara u stvaranju zajedničkog, a da pri tome magnetni otpor kola na koje nailazi zajednički fluks, ostaje isti. Ovim rastavljanjem dobija se

$$\Phi_{ob} = \Phi'_f + \Phi''_f \quad (IV.12.)$$

Ovim se mogu definisati i ukupni fluksovi statora i rotora

$$\Phi_1 = \Phi'_f + \Phi'_r \quad (IV.13.)$$

$$\Phi_2 = \Phi''_f + \Phi''_r \quad (IV.14.)$$

Da bi se mogle odrediti mere pojedinih fluksova i njihovi odnosi i ovde se definišu sačinioi rasipanja, Ejlandovi kao odnos rasutih i fiktivnih

$$\tau' = \frac{\Phi'_r}{\Phi'_f} \quad (IV.15.)$$

$$\tau'' = \frac{\Phi''_r}{\Phi''_f} \quad (IV.16.)$$

i Hopkinsonovi kao odnos zbira fiktivnog i rasutog prema fiktivnom, čime se dobija

$$\nu' = \frac{\Phi_1}{\Phi'_f} = \frac{\Phi'_f + \Phi'_r}{\Phi'_f} = 1 + \tau' \quad (IV.17.)$$

$$\nu'' = \frac{\Phi_2}{\Phi''_f} = \frac{\Phi''_f + \Phi''_r}{\Phi''_f} = 1 + \tau'' \quad (IV.18.)$$

Ukupno rasipanje odnosno Blondelov sačinilac ukupnog rasipanja karakteriše se proizvodom Hopkinsonovih

$$\sigma = \nu' \cdot \nu'' = (1 + \tau') (1 + \tau'') = 1 + \tau' + \tau'' + \tau' \tau'' = 1 + \tau \quad (IV.19.)$$

pri čemu se

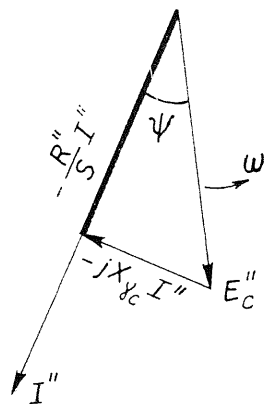
$$\tau = \tau' + \tau'' + \tau' \tau'' \quad (IV.20.)$$

naziva Ejlandov sačinilac ukupnog rasipanja.

Danas, u savremenoj teoriji asinhronih mašina, karakteriše se rasipanje statora i rotora odnosima Φ'_r/Φ_{ob} i Φ''_r/Φ_{ob} tj. stvarnim fluksovima koji jedini stvarno postoje u mašini pri čemu se zajednički fluks određuje iz proračuna magnetnog kola a fluksovi rasipanja Φ'_r i Φ''_r koji prouzrokuju induktivne otpore usled rasipanja statora i rotora X'_r i X''_r prema sličnoj metodi sračunavanja rasipanja za transformator.

Ovde valja napomenuti da raspodela indukcije u međugvožđu ni u kom slučaju nije harmonična, čak ni onda kada je mps harmonična. To je zbog toga što uvek postoje zasićenja u onim zupcima u kojima mps ima maksimalnu vrednost; to je razlog što u krivoj gustine fluksa u međugvožđu B_{ob} imamo i treći harmonik. Ovu harmoničnost gustine fluksa treba uzeti u obzir pri proračunu magnetne karakteristike $I_\mu = f(E')$ i pri proračunu gubitaka.

tj. struja asinhronog motora koja se ima pri klizanju s i ems E'' , ne menja se pri ukočenom rotoru kada postoji ems E_k'' , ako se samo omski otpor po fazi rotora umanji s puta. Pri tome se ne menja ni fazni stav struje prema ems tj. ugao Ψ'' ostaje isti (sl. IV.7.).



Sl. IV.7.

Pri ovom svodenju rada rotirajućeg rotora na ukočeni moramo razmotriti i odnose snaga. Kada je rotor ukočen onda se sva snaga koju predaje obrtno polje rotoru (P_{ob}) troši na džulove gubitke u rotoru tj. pretvara u toplotu

$$P_{ob} = q'' \frac{R''}{s} I''^2 \quad (IV.44.)$$

Kada se rotor obrće onda mu je otpor R'' pa su džulovi gubici $P_{Cu}'' = q R'' I''^2$.

Kako su gubici u gvožđu rotora kada se obrće zanemarljivo mali, znači da je razlika između snage obrtnog polja i džulovih gubitaka u rotoru jednaka korisnoj mehaničkoj snazi rotora

$$P_r = P_{ob} - P_{Cu}'' = q'' \frac{R''}{s} I''^2 - q R'' I''^2 = q'' R'' I''^2 \frac{1-s}{s} \quad (IV.45.)$$

Pri analizi rada asinhronog motora važna je veza između džulovih gubitaka u rotoru i klizanja. Ako uzmemo odnos džulovih gubitaka i snage obrtnog polja dobijamo

$$\frac{P_{Cu}''}{P_{ob}} = \frac{q R'' I''^2}{q'' \frac{R''}{s} I''^2} = s \quad (IV.46.)$$

tj. klizanje asinhronog motora brojno je jednako odnosu džulovskih gubitaka i snage obrtnog polja ili, gubici u bakru rotora, dobijaju se kada se snaga obrtnog polja pomnoži sa klizanjem.

Prema tome, pri zameni rotirajućeg rotora sa ekvivalentnim nepokretnim mora se

- umesto $E'' = s E_k''$ uzeti E_k''
- umesto $R'' = \text{const}$ uzeti R''/s
- umesto $s X_{rk}''$ uzeti $X_{rk}'' = \text{const}$

Pored toga umesto struje I'' koja ima učestanost klizanja $f'' = sf$ uzima se ista efektivna vrednost struje I'' ali ova ima učestanost kao i primarna f . Oba ova slučaja predstavljena su vektorskim dijagramom na sl. IV. 6. i sl. IV.7. Dijagrami imaju isti oblik ali je principijelna razlika između njih sledeća. Dijagram na sl. IV.6. odnosi se na jednu fazu rotora i potpuno odgovara fizičkim procesima koji se u toj fazi događaju. Električne sile i struje imaju svoje stvarne vrednosti. Njihova je učestanost jednaka učestanosti klizanja, a vektorski dijagram se obrće ugaonom brzinom $\omega'' = s \omega$. Dijagram na sl. IV.7. odnosi se na jednu fazu ekvivalentnog ukočenog rotora i ne odgovara fizičkim procesima u toj fazi; električne sile

i otpori nemaju stvarne svoje vrednosti, njihova učestanost jednaka je primarnoj, vektori se obrću sinhronom ugaonom brzinom ω' , ali ovaj dijagram ipak daje tačne kvantitativne međusobne odnose i olakšava analizu rada mašina.

Najzad je korisno odmah nešto reći o obrtnom momentu, kojeg motor razvija na svome vratilu, a koji se dobije kada se snaga podeli sa ugaonom brzinom

$$M = \frac{P}{\Omega} \quad (IV.47.)$$

Momenat elektromagnetnih sila dobija se kada se snaga rotora P_r (koja je veća od korisne snage P za mehaničke gubitke P_r) podeli sa ugaonom brzinom. Prema tome, pri normalnom radu asinhronog motora momenat elektromagnetnih sila i korisni momenat su vrlo bliski po vrednosti. Ako zamenimo vrednost za snagu rotora prema obrascu (IV.45.) i kako je za $p = 1$, $\Omega = \omega$, biće

$$M = \frac{q'' R'' I''^2 \frac{1-s}{s}}{\omega} = \frac{q'' R'' I''^2 \frac{1-s}{s}}{(1-s) \omega'} = \frac{q'' R'' I''^2}{s \omega'} = \frac{P_{ob}}{\omega'} \quad (IV.48.)$$

tj. obrtni momenat asinhronog motora dobija se ili kada se korisna snaga P podeli sa ugaonom brzinom ω kojom se obrće rotor ili kada se snaga obrtnog polja P_{ob} podeli sa sinhronom ugaonom brzinom.

V. ANALITIČKA TEORIJA ASINHRONE MAŠINE

1. OSNOVNE JEDNAČINE

Na osnovi vektorskih dijagrama možemo napisati sledeće jednačine asinhronog motora

$$\mathbf{U}' = R' \mathbf{I}' + j X'_Y \mathbf{I}' - \mathbf{E}' \quad (\text{V.1.})$$

$$\mathbf{E}_{k1}'' = \frac{R_1''}{s} \mathbf{I}_1'' + j X_{Yk1}'' \mathbf{I}_1'' \quad (\text{V.2.})$$

$$\mathbf{I}_0 = \mathbf{I}' + \mathbf{I}_1'' \quad (\text{V.3.})$$

Ako sa $\mathbf{Z}'$ označimo impedansu po fazi statora, a sa $\mathbf{Z}_k''$ impedansu po fazi ukočenog rotora svedenu na stator, tj.

$$\mathbf{Z}' = \mathbf{R}' + j X'_Y$$

$$\mathbf{Z}_{k1}'' = \frac{R_1''}{s} + j X_{Yk1}''$$

jednačine (V.1.) i (V.2.) će biti

$$\mathbf{U}' = \mathbf{Z}' \mathbf{I}' - \mathbf{E}' \quad (\text{V.1.a.})$$

$$\mathbf{E}_{k1}'' = \mathbf{Z}_{k1}'' \mathbf{I}_1'' \quad (\text{V.2.a.})$$

Pošto je ems ukočenog rotora svedena na stator jednaka ems statora možemo ih, kao i kod transformatora, izraziti pomoću struje praznog hoda (I_0) i kompleksnog sačinioća proporcionalnosti $\mathbf{Z}_m$ koji predstavlja impedansu magnećenja

$$\mathbf{E}' = \mathbf{E}_{k1}'' = -\mathbf{Z}_m \mathbf{I}_0$$

Tada će jednačina (V.1.a.) i (V.2.a.) biti

$$\mathbf{U}' = \mathbf{Z}' \mathbf{I}' + \mathbf{Z}_m \mathbf{I}_0 \quad (\text{V.1.b.})$$

$$0 = \mathbf{Z}_{k1}'' \mathbf{I}_1'' + \mathbf{Z}_m \mathbf{I}_0 \quad (\text{V.2.b.})$$

$$\mathbf{I}_0 = \mathbf{I}' + \mathbf{I}_1'' \quad (\text{V.3.})$$

2. IZRAZI I ODNOSI STRUJA

Ovde je potrebno, rešavajući jednačine (V.1.b.), (V.2.b.) i (V.3.), izraziti struje statora i svedenu rotora pomoću primarnog napona i parametara mašine. Iz jednačine (V.1.b.) imamo

$$\mathbf{U}' = \mathbf{I}' \left(\mathbf{Z}' + \mathbf{Z}_m \frac{\mathbf{I}_0}{\mathbf{I}'} \right) \quad (\text{V.1.b.})$$

Zamenjujući iz jednačine (V.3.) $\mathbf{I}_1'' = \mathbf{I}_0 - \mathbf{I}'$ u jednačinu (V.2.b.) dobijamo

$$\frac{\mathbf{I}_0}{\mathbf{I}'} = \frac{\mathbf{Z}_{k1}''}{\mathbf{Z}_{k1}'' + \mathbf{Z}_m} \quad (\text{V.4.})$$

Kada ovo unesemo u jednačinu (V.1.b.) dobijamo

$$\mathbf{I}' = \mathbf{U}' \frac{\mathbf{Z}_{k1}'' + \mathbf{Z}_m}{\mathbf{Z}' \mathbf{Z}_{k1}'' + \mathbf{Z}' \mathbf{Z}_m + \mathbf{Z}_{k1}'' \mathbf{Z}_m} \quad (\text{V.5.})$$

Iz jednačine (V.2.b.) imamo

$$-\mathbf{I}_1'' = \frac{\mathbf{Z}_m}{\mathbf{Z}_{k1}''} \cdot \mathbf{I}_0$$

Kada u ovu stavimo jednačinu (V.3.) dobijamo

$$-\mathbf{I}_1'' = \frac{\mathbf{Z}_m}{\mathbf{Z}_{k1}'' + \mathbf{Z}_m} \mathbf{I}'$$

ili u vezi sa jednačinom (V.5.)

$$-\mathbf{I}_1'' = \mathbf{U}' \cdot \frac{\mathbf{Z}_m}{\mathbf{Z}' \mathbf{Z}_{k1}'' + \mathbf{Z}' \mathbf{Z}_m + \mathbf{Z}_{k1}'' \mathbf{Z}_m}$$

Ako podelimo i brojitelj i imenitelj jednačine (V.5.) i (V.6.) sa $\mathbf{Z}_m = 1/\mathbf{Y}_m$ izrazi za struje su dalje

$$\mathbf{I}' = \mathbf{U}' \frac{1 + \frac{\mathbf{Z}_{k1}''}{\mathbf{Z}_m}}{\mathbf{Z}' + \mathbf{Z}_{k1}'' + \frac{\mathbf{Z}' \mathbf{Z}_{k1}''}{\mathbf{Z}_m}} = \mathbf{U}' \frac{1 + \frac{\mathbf{Z}_{k1}''}{\mathbf{Z}_m}}{\mathbf{Z}' + \mathbf{Z}_{k1}'' \left(1 + \frac{\mathbf{Z}'}{\mathbf{Z}_m} \right)}$$

$$-\mathbf{I}_1'' = \mathbf{U}' \frac{1}{\mathbf{Z}' + \mathbf{Z}_{k1}'' + \frac{\mathbf{Z}' \mathbf{Z}_{k1}''}{\mathbf{Z}_m}} = \mathbf{U}' \frac{1}{\mathbf{Z}' + \mathbf{Z}_{k1}'' \left(1 + \frac{\mathbf{Z}'}{\mathbf{Z}_m} \right)}$$

ili

$$\mathbf{I}' = \mathbf{U}' \frac{1 + \frac{\mathbf{Z}_{k1}''}{\mathbf{Z}_m}}{\mathbf{Z}' + \mathbf{C}' \mathbf{Z}_{k1}''} \quad (\text{V.5.a.})$$

$$-\mathbf{I}_1'' = \mathbf{U}' \frac{1}{\mathbf{Z}' + \mathbf{C}' \mathbf{Z}_{k1}''} \quad (\text{V.6.a.})$$

gde je

$$\mathbf{C}' = \frac{\mathbf{Z}_m + \mathbf{Z}'}{\mathbf{Z}_m} = C' \cdot e^{j\gamma'} \quad (\text{V.7.})$$

Ugao γ' je obično negativan i vrlo mali, ispod 1° , te je $e^{j\gamma'} = 1$ i $\mathbf{C}' = \mathbf{C}$. Zamenimo li vrednosti impedansi dobijamo za sačinilac

$$\mathbf{C}' = 1 + \frac{\mathbf{Z}'}{\mathbf{Z}_m} = 1 + \frac{R' + jX'_\gamma}{R_m + jX_m} \quad (\text{V.7.a.})$$

Ako zanemarimo R' pošto je $X'_\gamma \gg R'$, i ako zanemarimo gubitke u gvožđu ($P_{Fe} = 0$) biće $R_\mu = \infty$, a $R_m = 0$. Tada je $X_m = X_\mu$, te je

$$C' = 1 + \frac{X'_\gamma}{X_\mu} = 1 + \tau' = v' \quad (\text{V.7.b.})$$

jer je po definiciji

$$v' = 1 + \frac{\Phi'_\gamma}{\Phi_f} = 1 + \frac{F' \Lambda'_\gamma}{F' \Lambda} = 1 + \frac{\omega N'^2 \Lambda'_\gamma}{\omega N'^2 \Lambda} = 1 + \frac{X'_\gamma}{X_\mu}$$

Prema tome kompleksni sačinilac $\mathbf{C}'$ približno je jednak Hopkinsonovom sačinio primarnog rasipanja $\mathbf{C}' \approx C' = v'$.

Iz jednačine (V.5.b.) imamo

$$-\frac{\mathbf{I}_1''}{\mathbf{U}'} = \frac{1}{\mathbf{Z}' + \mathbf{C}' \mathbf{Z}_{k1}''} = \frac{1}{(R' + jX'_\gamma) + \mathbf{C}' \left(\frac{R''}{s} + jX''_{\gamma k1} \right)}$$

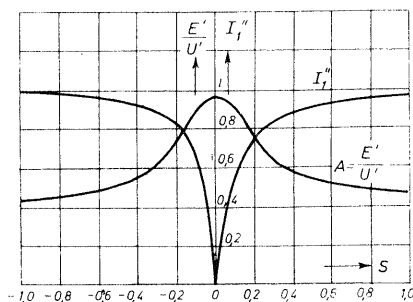
kako je $\mathbf{C}' \approx C' = v'$, biće

$$-\frac{I_1''}{U'} = \frac{1}{\sqrt{\left(R' + v' \frac{R_1''}{s} \right)^2 + (X'_\gamma + v' X''_{\gamma k1})^2}}$$

Po ovom obrascu može se posmatrati kako se menja sekundarna struja rotora svedena na stator I_1'' u funkciji od klizanja (to znači za razna opterećenja) pri stalnom naponu primarne mreže $U' = \text{const}$.

Ova zavisnost $I_1'' = f(s)$ pri $U' = \text{const}$ prikazana je na sl. V.1., gde je I_1'' naneseno u delovima maksimalne vrednosti. Pri idealnom praznom hodu tj. kada se rotor obrće sinhrono, klizanje je jednako nuli $s = 0$, pa je i $I_1'' = 0$. Pri klizanju $s \approx -1$, kada je $R' + \frac{R_1''}{s} \approx 0$ struja

I_1'' ima maksimalnu vrednost.



Sl. V.1.

Ako prema jednačinama (V.5.a.) i (V.5.b.) napravimo odnos struje statora i svedene struje ukočenog rotora, tj. I_1'' pri $s = 1$, biće

$$\left(-\frac{\mathbf{I}_1''}{\mathbf{I}_1''} \right)_{s=1} = 1 + \frac{\mathbf{Z}_1''}{\mathbf{Z}_m} = 1 + \frac{R'' + jX''_{\gamma k1}}{R_m + jX_m} \quad (\text{V.8.})$$

Slično sačinio $\mathbf{C}'$, možemo ovde definisati kompleksni sačinilac

$$\mathbf{C}'' = C'' e^{j\gamma''} = 1 + \frac{\mathbf{Z}_1''}{\mathbf{Z}_m} = 1 + \frac{R'' + jX''_{\gamma k1}}{R_m + jX_m} \quad (\text{V.8.a.})$$

Zanemarujući omski otpor R'' jer je $X''_{\gamma k1} \gg R''$ i zanemarujući gubitke u gvožđu $P_{Fe} \approx 0$, $R_\mu = \infty$, $R_m = 0$ pa je $X_m = X_\mu$. I ovde je ugao γ'' vrlo mali, $e^{j\gamma''} \approx 1$ te je

$$\mathbf{C}'' \approx C'' = 1 + \frac{X''_{\gamma k1}}{X_\mu} = 1 + \tau'' = v'' \quad (\text{V.8.b.})$$

Zbog malih uglova γ' i γ'' može se približno uzeti jednakost $\mathbf{C}'' \approx C'$ odnosno $v' \approx v''$. Prema tome odnos primarne struje i svedene sekundarne struje pri ukočenom rotoru ($s = 1$), približno je jednak Hopkinsonovom sačinio sekundarnog rasipanja

$$\left(\frac{I'}{I_1''} \right)_{s=1} \approx v''$$

3. ODNOS EMS I NAPONA

Ako u jednačini (V.4.) — $\mathbf{E}' = \mathbf{Z}_m \mathbf{I}_0$ zamenimo $\mathbf{I}_0$ tj. — $\mathbf{E}' = \mathbf{Z}_m (\mathbf{I}' + \mathbf{I}_1'')$ i ovde unesemo izraze sa struje (V.5.a.) i (V.6.a.) dobijamo

$$\frac{\mathbf{U}'}{-\mathbf{E}'} = \frac{\mathbf{Z}' + \mathbf{C}' \mathbf{Z}_{k1}''}{\mathbf{Z}_{k1}''} = \frac{\mathbf{Z}'}{\mathbf{Z}_{k1}''} + \mathbf{C}' \quad (\text{V.9.})$$

Pri sinhronizmu, kada je $s = 0$, postaje $\mathbf{E}' = \mathbf{E}_0$, a impedansa

$$\mathbf{Z}_{k1}'' = \frac{R_1''}{s} + jX''_{\gamma k1} = \infty \text{ te je}$$

$$\frac{\mathbf{U}'}{-\mathbf{E}_0} = \mathbf{C}' \approx \frac{U'}{E_0} = v'$$

tj. odnos napona i kontraelektromotorne sile pri klizanju $s = 0$ jednak je Hopkinsonovom sačinio primarnog rasipanja v' .

Posmatrajmo sada kako se pri stalnom primarnom naponu menja kontraems kada se menja klizanje. Odredimo najpre modul odnosa kontraems i napona. Iz jednačine (V.9.) ima se

$$A = \left| -\frac{\mathbf{E}'}{\mathbf{U}'} \right| = \left| \frac{\mathbf{Z}_{k1}''}{\mathbf{Z}' + \mathbf{C}' \mathbf{Z}_{k1}''} \right| = \left| \frac{\frac{R_1''}{s} + jX''_{\gamma k1}}{(R' + jX'_\gamma) + \mathbf{C}' \left(\frac{R_1''}{s} + jX''_{\gamma k1} \right)} \right|$$

ili

$$A = \left| -\frac{\mathbf{E}'}{\mathbf{U}'} \right| = \sqrt{\frac{\left(\frac{R_1''}{s}\right)^2 + X_{\gamma k1}''^2}{\left(R' + v' \frac{R_1''}{s}\right)^2 + (X_\gamma' + v' X_{\gamma k1}'')^2}} \quad (\text{V.10.})$$

funkcija $A = E'/U' = f(s)$ prikazana je na sl. V.1. Maksimalna vrednost ovog odnosa je u blizini $s = 0$, tj. u sinhronizmu je ems približno jednaka naponu mreže. Kada s teži ka jedinici kontra-ems teži ka $U'/2$. Pošto je ems srazmerna sa zajedničkim fluksom Φ_{ob} znači da će se i zajednički fluks asinhronog motora menjati u funkciji klizanja po istom zakonu kao i ems.

4. OBRtni MOMENAT ASINHRONOG MOTORA

4.1. Izraz momenta. — Izraz obrtnog momenta može se najpre izvesti iz zakona elektromagnetnih sila. Elektromagnetna sila koja deluje na svaki provodnik srazmeran je sa dužinom provodnika l , strujom i'' i gustinom fluksa b . Kada se posmatra elementarna sila df , koja deluje na dužini obima rotora dx , vodeći računa o harmoničnoj raspodeli indukcije i struje i njihovim fazama, momenat po polu dobija se kao integral svih ovih sila pod jednim polom, a zatim momenat čitavog motora. Ali u rezultatu se dobije da, pored ostalog, momenat zavisi od struje rotora I'' , zajedničkog fluksa Φ_{ob} i kosinusa ugla između struje I'' i indukcije B , tj. $(\cos \Psi'')$. Međutim, sve ove tri veličine pri opterećenjima motora menjaju se jednovremeno, tako da se iz tog izraza ne mogu vršiti detaljnije analize obrtnog momenta.

Mnogo je prikladniji izraz obrtnog momenta koji se izvodi iz snage obrtnog polja, jer se tada dobije u funkciji klizanja. Prema onome što je ranije rečeno u članu IV.3.3., obrtni momenat se dobija kada se snaga obrtnog polja podeli sa sinhronom ugaonom brzinom

$$M = \frac{P_{ob}}{\Omega'}$$

Kako je $P_{ob} = P_{Cu}/s$, a $P_{Cu} = q'' R_1'' I_1''^2$ biće

$$M = \frac{P_{Cu}}{s \Omega'} = \frac{q}{\Omega'} \cdot \frac{R_1''}{s} I_1''^2$$

Ako ovde zamenimo svedenu sekundarnu struju obrascem (V.5.b.) dobijamo za momenat

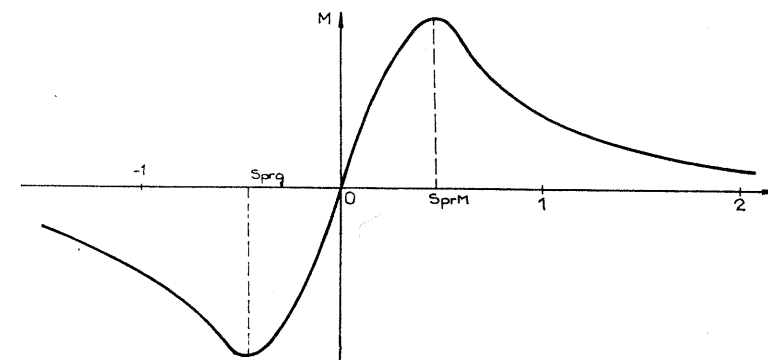
$$M = \frac{q}{\Omega'} \cdot U'^2 \frac{\frac{R_1''}{s}}{\left(R' + v' \frac{R_1''}{s}\right)^2 + (X_\gamma' + v' X_{\gamma k1}'')^2} \quad (\text{V.11.})$$

Ovaj izraz je vrlo prikladan za analizu rada asinhrone mašine pošto se motor uvek priključuje na stalni napon mreže $U' = \text{const}$, te imamo samo jednu promenljivu veličinu odnosno klizanje s , koje je karakterisano opterećenjem motora.

Prema tome prvi zaključak koji se može izvesti iz obrasca (V.11.) je da je momenat elektromagnetnih sila asinhronog motora srazmeran sa kvadratom napona na koji je priključen stator.

4.2. Prevalni momenat. — Kriva momenta u zavisnosti od klizanja prema obrascu (V.11.) $M = f(s)$ prikazana je na sl. V.2. Maksimalnu vrednost momenta sa sl. V.2. nazivamo prevalni momenat koji će nastupiti pri prevalnom klizanju s_{pr} . Da bi odredili prevalno klizanje i momenat naći ćemo prvi izvod momenta po klizanju i izjednačiti sa nulom. Tako se dobija

$$s_{pr} = \frac{v' R_1''}{\pm \sqrt{R'^2 + (X_\gamma' + v' X_{\gamma k1}'')^2}} \quad (\text{V.12.})$$



Sl. V.2.

Ovde možemo odmah spomenuti da pošto je R' mnogo manje od zbira induktivnih otpora usled rasipanja, $R' \ll (X_\gamma' + v' X_{\gamma k1}'')$, može se zanemariti, pa se dobija približan izraz prevalnog klizanja, koji je dovoljno tačan za mnoge praktične svrhe

$$s_{pr} \approx \pm \frac{v' R_1''}{X_\gamma' + v' X_{\gamma k1}''} \quad (\text{V.12.a.})$$

Ako uvrstimo vrednost prevalnog klizanja iz obrasca (V.12.) u obrazac za (V.11.), dobijamo izraz prevalnog momenta

$$M_{pr} = \pm \frac{q}{2v'\Omega'} \cdot \frac{U'^2}{R' + \sqrt{R'^2 + (X_\gamma' + v' X_{\gamma k1}'')^2}} \quad (\text{V.13.a.})$$

Kako je omski otpor R' mali u odnosu na zbir induktivnih otpora usled rasipanja $(X_\gamma' + v' X_{\gamma k1}'')$ to prevalni momenat uglavnom zavisi od induktivnih otpora statora i rotora. Ako su ovi otpori manji prevalni momenat je veći.

U svim prethodnim obrascima znak plus se odnosi na rad mašine kao motora i kočnice, a znak minus na generatorsko radno stanje. Korisno je naći i odnos prevalnog momenta generatora i motora. Prema obrascu (V.13.) biće

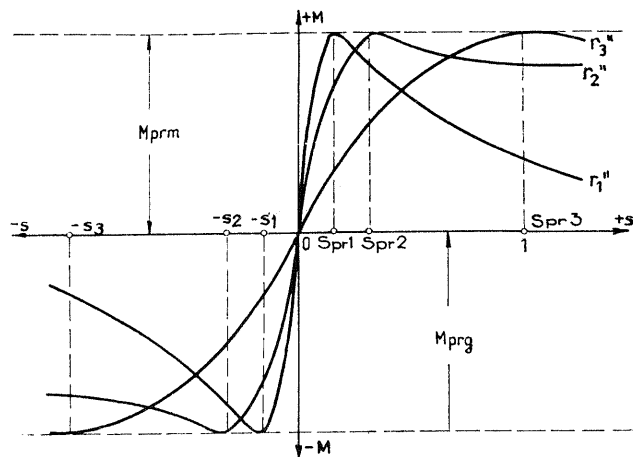
$$\frac{M_{\text{prg}}}{M_{\text{prm}}} = \frac{R' + \sqrt{R'^2 + (X'_r + v' X'_{rk1})^2}}{R' - \sqrt{R'^2 + (X'_r + v' X'_{rk1})^2}}$$

Ako brojitelj i imenitelj podelimo sa $v' R'_1$ biće

$$\frac{M_{\text{prg}}}{M_{\text{prm}}} = \frac{s_{\text{pr}} + v' \frac{R'_1}{R'}}{s_{\text{pr}} - v' \frac{R'_1}{R'}} \quad (\text{V.14.})$$

iz čega se vidi da je prevalni momenat asinhronne mašine veći kad ona radi kao generator, a manji kada radi kao motor.

Sada možemo prodiskutovati izraz prevalnog momenta (V.13.). Odmah zapažamo da vrednost prevalnog momenta ne zavisi od omskog otpora rotora R'_1 . Međutim, iz obrasca (V.12.) vidimo da omski otpor rotora utiče na vrednost prevalnog klizanja. Prema tome menjajući omski otpor rotora, na primer ubacivanjem rotornog otpornika r'' , tako da je otpor $(R'' + r'')$, vrednost prevalnog momenta se ne menja, ali se time postiže da se on ima pri raznim vrednostima klizanja. Tako



Sl. V.3.

se može dodavanjem odgovarajućeg otpora namotima rotora postići da se dobije prevalni momenat i pri klizanju $s = 1$, a to znači pri puštanju motora u rad, što je od velikog značaja u onim slučajevima kada motor pokreće mašinu radilicu koja odmah kreće pod punim opterećenjem. Na sl. V.3. prikazane su krive $M = f(s)$ za razne vrednosti dodatog otpora r'' . Ukoliko je r'' veće utoliko se prevalni momenat ima pri većem klizanju tj. $r'_1 < r'_2 < r'_3$ itd.

Iz obrasca (V.13.) se vidi da prevalni momenat zavisi od omskog otpora statora R' . Kada se R' povećava prevalni momenat postaje manji. Ali kako je R' malo u odnosu na zbir $(X'_r + X'_{rk1})$, to prevalni momenat uglavnom zavisi od induktivnih otpora usled rasipanja statora i rotora. To znači da bi se imao što veći prevalni momenat treba se pri proračunu motora potruditi da magnetna rasipanja budu što manja.

4.3. Polazni momenat je momenat elektromagnetnih sila kada rotor stoji (M_p), tj. pri klizanju $s = 1$. Obično se polazni momenat izražava u relativnim jedinicama tj. u odnosu na vrednost nominalnog momenta (M_p/M_n). Iz opšteg izraza momenta

$$M = \frac{P_{\text{ob}}}{\Omega'} = \frac{P_{\text{Cu}}}{s \Omega'}$$

dobija se nominalni momenat pri nominalnom klizanju $s = s_n$ kada je struja nominalna

$$M_n = \frac{q R'' I_n'^2}{s_n \Omega'}$$

Pri puštanju motora u rad $s = 1$, struja je jednaka struji kratkog spoja I_k pa je

$$M_p = \frac{q R'' I_k'^2}{\Omega'}$$

te je odnos momenta

$$\frac{M_p}{M_n} = s_n \left(\frac{I_k'}{I_n'} \right)^2$$

tj. odnos polaznog i nominalnog momenta srazmeran je nominalnom klizanju i kvadratu odnosa struja u rotoru, pri puštanju (I_k) i pri nominalnom radu (I_n).

5. STABILNOST RADA ASINHRONOG MOTORA

Kada je asinhroni motor mehanički spregnut sa nekom mašinom (na primer mašinom radilicom) njegov momenat M mora da savlada otporni (kočni) momenat M_k mašine koju goni. Pri obrtnom kretanju uvek važi dinamička jednačina kretanja

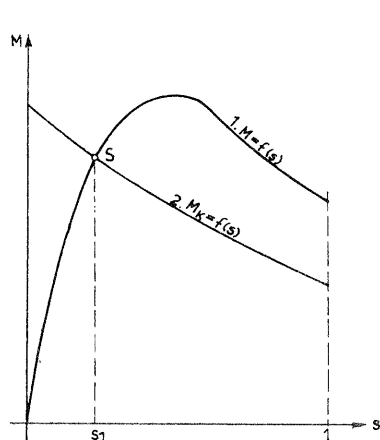
$$M - M_k = J \frac{d\Omega}{dt}$$

gdé je J momenat inercije motora i mašine koju motor goni. Dogod je kretni momenat veći od otpornog tj. $M - M_k > 0$, onda je ugaono ubrzanje $d\Omega/dt$ pozitivno tj. kretanje je ubrzano, tako da ta razlika momenata ide na ubrzanje zamajnih masa motora i mašine radilice. Ako je kretni momenat jednak otpornom tj. $M - M_k = 0$ onda je ubrzanje $d\Omega/dt = 0$, tj. brzina je konstantna ($\Omega = \text{const}$), te postoji dinamička ravnoteža pri obrtanju.

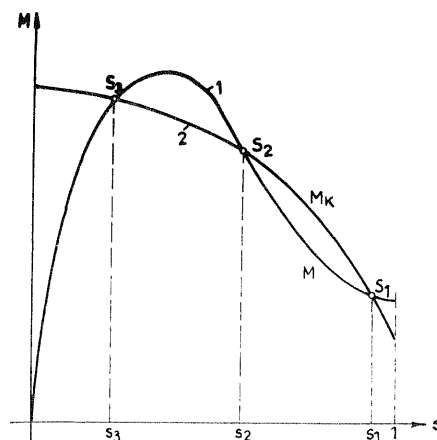
Svaka mašina (na primer radilica) ima u zavisnosti od brzine svoj otporni momenat, prema kome treba izabrati asinhroni motor (u slučaju da je on pogonski)

koji ima odgovarajuću karakteristiku kretnog momenta. Tako je na sl. V.4. predstavljena karakteristika momenta asinhronog motora u funkciji klizanja, $M = f(s)$, kriva 1, i karakteristika otpornog momenta, kriva 2, neke mašine radilice. Pri polasku ($s = 1$) kretni momenat je veći od otpornog i njihova razlika ide na ubrzanje zamajnih masa. U presečnoj tački S_1 pri brzini n_1 odnosno klizanju s_1 , kretni momenat je jednak otpornom, te je postignuta dinamička ravnoteža. Ako se opterećenje mašine radilice iznenada poveća, smanji se brzina tj. poveća klizanje na $s = s_1 + ds$. Povećanom klizanju odgovara povećanje kretnog momenta a smanjenje otpornog, te je $M - M_k > 0$ usled čega nastaje ubrzanje rotora, tako da se brzina i klizanje vraćaju na staru vrednost. Ako opterećenje naglo opadne onda se brzina poveća, a klizanje smanji na vrednost $s = s_1 - ds$. Prema sl. V.4. kretni momenat opada ($dM < 0$) a otporni poraste ($dM_k > 0$) te je $M - M_k < 0$ usled čega nastaje usporenje, klizanje se povećava dok ne dođe na staru vrednost s_1 . Stoga se kaže da je rad motora u tački S stabilan. U oba posmatrana slučaja promena kretnog momenta (dM) i promena klizanja (ds) bili su istoga smeru ($++$, $---$), a njihov odnos pozitivan ($dM/ds > 0$). Naprotiv promena otpornog momenta (dM_k) i promena klizanja (ds) bili su suprotnih smerova ($-+$, $+ -$), i povećanju otpornog momenta odgovaralo je smanjenje klizanja i obrnuto, tj. njihov odnos bio je u oba slučaja negativan ($dM_k/ds < 0$). Prema tome kriterijum za ocenu stabilnosti rada asinhronog motora može se izraziti nejednačinom

$$\frac{dM}{ds} > \frac{dM_k}{ds}$$



Sl. V.4.



Sl. V.5.

Posmatrajmo sada slučaj prikazan na sl. V.5. Kriva 1. predstavlja kretni momenat asinhronog motora $M = f(s)$ a kriva 2. otporni momenat $M_k = f(s)$ mašine koju motor goni. Obe krive seku se u tri tačke S_1 , S_2 i S_3 . Od trenutka kada je motor pušten u rad ($s = 1$) kretni momenat je veći od otpornog, brzina se povećava, klizanje opada, dok se ne dospe u tačku S_1 , gde su kretni i otporni

momenti jednaki, brzina n_1 i klizanje s_1 . Ako bi klizanje postalo manje od s_1 (smanjenje opterećenja), brzina veća od n_1 , otporni momenat je veći od kretnog

$$\frac{dM}{ds} < 0; \quad \frac{dM_k}{ds} < 0; \quad \text{ali je } \frac{dM_k}{ds} \text{ više negativno i } \frac{dM}{ds} > \frac{dM_k}{ds}$$

Tada se brzina mora smanjiti i klizanje povećati dok se ne dođe do starih vrednosti n_1 i s_1 . Ako bi se klizanje, povećanjem opterećenja, povećalo, brzina se smanji, kretni momenat se poveća i otporni smanji, pa je opet $\frac{dM}{ds} > \frac{dM_k}{ds}$, te se brzina rotora vraća na staru vrednost n_1 , odnosno s_1 . Prema tome rad motora u tački S_1 je stabilan.

Ako bi se na neki način doveo rad motora u tačku S_2 , onda pri povećanju klizanja na vrednost $s = s_2 + ds$, brzina bi opala ($n < n_2$) kretni momenat je manji od otpornog, pa je $\frac{dM}{ds} < \frac{dM_k}{ds}$. Znači da je tački S_2 rad motora nestabilan.

Ako bi klizanje postalo manje od s_2 , sa sl. V.5. se vidi da je kretni momenat veći, te bi brzina i dalje rasla, klizanje opadalo, a to znači da ne postoji težnja motora, da se vrati u stanje predstavljeno tačkom S_2 . Ovo znači da motor može sam preći iz stanja S_2 u stanje predstavljeno tačkom S_3 . Inače na delu karakteristike S_1S_2 motor ne može raditi jer je kretni momenat stalno manji od otpornog.

U tački S_3 rad motora bi bio opet stabilan.

6. KLOSOV OBRAZAC

Prema Kolosovom obrascu u funkciji klizanja ne izražava se momenat već odnos momenta pri proizvoljnom klizanju prema prevalnom momentu. Ako u opštem izrazu momenta

$$M = \frac{q}{\Omega'} U'^2 \frac{\frac{R_1''}{s}}{\left(R' + v' \frac{R_1''}{s}\right)^2 + (X'_r + v' X'_{rk1})^2} \quad (\text{V.11.})$$

stavimo prevalno klizanje $s = s_{pr}$, dobijamo izraz prevalnog momenta

$$M_{pr} = \frac{q}{\Omega'} \cdot U'^2 \frac{\frac{R_1''}{s_{pr}}}{\left(R' + v' \frac{R_1''}{s_{pr}}\right)^2 + (X'_r + v' X'_{rk1})^2} \quad (\text{V.11.a.})$$

Odnos ovih momenata je

$$\frac{M}{M_{pr}} = \frac{s_{pr}}{s} \cdot \frac{\left(R' + v' \frac{R_1''}{s_{pr}}\right)^2 + (X'_r + v' X'_{rk1})^2}{\left(R' + v' \frac{R_1''}{s}\right)^2 + (X'_r + v' X'_{rk1})^2} \quad (\text{V.15.})$$

Iz izraza za prevalno klizanje

$$s_{pr} = \frac{\nu' R_1''}{\pm \sqrt{R'^2 + (X'_\gamma + \nu' X_{\gamma k1}'')^2}} \quad (V.12.)$$

dobija se

$$(X'_\gamma + \nu' X_{\gamma k1}'')^2 = \frac{\nu'^2 R_1''^2}{s_{pr}^2} - R'^2$$

Kada ovo stavimo u odnos momenata dobijamo

$$\frac{M}{M_{pr}} = \frac{2 R' R_1'' \nu' + 2 \frac{\nu' R_1''^2}{s_{pr}}}{2 R' \nu' R_1'' + \frac{\nu' R_1''^2}{s} + \frac{\nu' R_1''^2 s}{s_{pr}}}$$

Ako označimo odnos otpora sa

$$\beta = \frac{2 R'}{\nu' R_1''} \text{ tj. } 2 R' = \beta \nu' R_1''$$

biće

$$\frac{M}{M_{pr}} = \frac{2 + \beta s_{pr}}{\frac{s}{s_{pr}} + \frac{s_{pr}}{s} + \beta s_{pr}} \quad (V.15.a.)$$

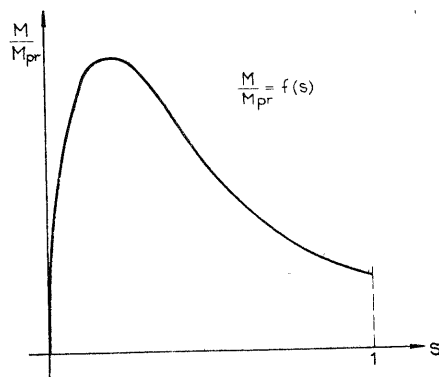
Za svaku asinhronu mašinu $\beta = 2 R' / \nu' R_1''$ i s_{pr} imaju određene vrednosti pa se prema obrascu (V.15.a.) može nacrtati kriva $M/M_{pr} = f(s)$ čiji je oblik predstavljen na sl. V.6. Kao što se na sl. V.6. vidi u prvom delu krive za mala klizanja menja se odnos momenata (a ume i momenta) pošto je $M_{pr} = \text{const}$, skoro linearno. To se dobije ako se za male vrednosti klizanja zanemare u imenitelju jednačine (V.15.a.) članovi s/s_{pr} i βs_{pr} , koji su onda stvarno mali u odnosu na član s_{pr}/s , tj.

$$\left(\frac{M}{M_{pr}} \right)_{s \rightarrow 0} = \frac{2 + \beta s_{pr}}{\frac{s_{pr}}{s}} = \frac{2 + \beta s_{pr}}{s_{pr}} \cdot s \quad (V.15.b.)$$

što je jednačina prave linije.

Ako u jednačini (V.15.b.) zanemarimo βs_{pr} koji ima u odnosu na ostale članove relativno malu vrednost dobija se uprošćen Klosov obrazac

$$\frac{M}{M_{pr}} \approx \frac{2}{\frac{s}{s_{pr}} + \frac{s_{pr}}{s}} \quad (V.15.c.)$$



Sl. V.6.

Klosov obrazac je vrlo pogodan za praktične svrhe, pri proračunu asinhronog motora. Ako se ne zahteva velika tačnost onda se primenjuje uprošćeni Kolosov obrazac.

7. EKVIVALENTNE ŠEME

7.1. Ekvivalentna T-šema. — Ovu, ekvivalentnu šemu izvešćemo čisto teorijski iz osnovnih jednačina asinhronog motora

$$U' = I' Z' + I_0 Z_m \quad (V.1.b.)$$

$$0 = I_1'' Z_{k1}'' + I_0 Z_m \quad (V.2.b.)$$

$$I_0 = I' + I_1'' \quad (V.3.)$$

Iz jednačine (V.1.b.) imamo

$$U' = I' \left(Z' + Z_m \frac{I_0}{I'} \right) \quad (V.1.b.)$$

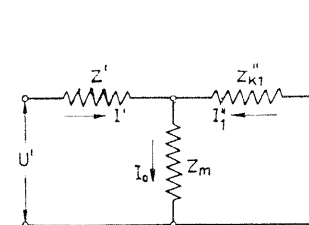
Ako u jednačinu (V.2.b.) stavimo $I_1'' = I_0 - I'$ dobijamo za odnos struja

$$\frac{I_0}{I'} = \frac{Z_{k1}''}{Z_{k1}'' + Z_m}$$

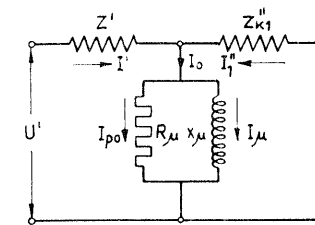
koji kada stavimo u jednačinu (V.1.b.) dobijamo

$$U' = I' \left(Z' + \frac{Z_m Z_{k1}''}{Z_m + Z_{k1}''} \right) = I' Z_e \quad (V.20.)$$

Prema tome ekvivalentna impedansa Z_e sastoji se iz impedanse Z' na red vezane sa dve paralelno spregnute impedanse Z_m i Z_{k1}'' , na osnovi čega možemo nacrtati ekvivalentnu šemu asinhronog motora kao na sl. V.7. Ova ekvivalentna šema tačno se slaže sa jednačinama (V.1.b.), (V.2.b.) i (V.3.). Rastavljajući struju praznog



Sl. V.7.



Sl. V.8.

hoda (I_0) na reaktivnu komponentu (I_μ) i aktivnu (I_{p0}) koja odgovara gubicima u gvožđu i mehaničkim možemo umesto impedanse u grani magnetenja $Z_m = R_m + jX_m$ staviti dva paralelno vezana otpora, reaktivni X_μ i aktivni R_μ , te ekviva-

lenta šema ima oblik kao na sl. V.8. Zgodno je uporediti impedanse $Z_m = R_m + jX_m$ i ekvivalentu sastavljenu od R_μ i X_μ . Upoređenjem se dobija da je

$$R_m = \frac{R_\mu X_\mu^2}{R_\mu^2 + X_\mu^2} \quad \text{i} \quad X_m = \frac{R_\mu^2 X_\mu}{R_\mu^2 + X_\mu^2}$$

Ako zanemarimo gubitke u gvožđu ($P_{Fe} = 0$) i male mehaničke ($P_{Fv} = 0$), što znači da je $R_\mu = \infty$, biće

$$R_m = \frac{X_\mu^2}{R_\mu + \frac{X_\mu^2}{R_\mu}} = 0 \quad \text{i} \quad X_m = \frac{X_\mu}{1 + \frac{X_\mu^2}{R_\mu^2}} = X_\mu$$

7.2. Modifikovana T-šema. — Sem ovih postoje i modifikovane šeme, sve u cilju da se olakšaju razmatranja o radu asinhronog motora. Kada ćemo koju šemu da upotrebimo zavisi od toga koja najbolje odgovara da bi se tražene veličine najlakše izračunale.

Impedansa ukočenog rotora svedena na primar

$$Z''_{k1} = \frac{R_1''}{s} + jX''_{\gamma k1} \quad (V.21.)$$

može se izdvajajući svedeni omski otpor i ovako napisati

$$Z''_{k1} = R_1'' + jX''_{\gamma k1} + \frac{1-s}{s} R_1'' \quad (V.22.)$$

pri čemu je $Z_1'' = R_1'' + jX''_{\gamma k1}$ stalni deo impedanse Z''_{k1} , a $\frac{1-s}{s} R_1''$ promenljivi, koji zavisi od opterećenja odnosno klizanja, tako da je

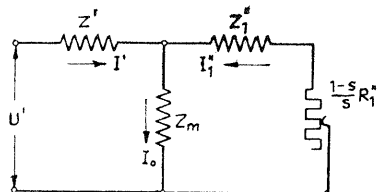
$$Z''_{k1} = Z_1'' + \frac{1-s}{s} R_1'' \quad (V.22.a.)$$

Ovim se može modifikovati ekvivalentna šema sa sl. V.7. na ekvivalentnu šemu na sl. V.9. Ona je analogna ekvivalentnoj šemi transformatora sa omskim opterećenjem. Prema ovoj šemi će onda džulovi gubici u otporu $\frac{1-s}{s} R_1''$ tj. $\frac{1-s}{s} R_1'' I_1''^2$ pret-

stavljati mehaničku snagu rotora pri klizanju s , jer je snaga rotora tada

$$P_r = P_{ob} - P_{Cu} = \frac{P_{Cu}}{s} - P_{Cu} = \frac{1-s}{s} P_{Cu}$$

$$P_r = \frac{1-s}{s} q R_1'' I_1''^2$$



Sl. V.9.

7.3. Struja idealnog praznog hoda. — Prema šemama na sl. V.7. i V.9. struja idealnog praznog hoda, tj. kada se rotor obrće sinhrono ($s \rightarrow 0$) i kada $I_1'' \rightarrow 0$ e prema tome $\frac{1-s}{s} R_1'' \rightarrow \infty$, je

$$I_{oi} = \frac{U'}{Z' + Z_m} \quad (V.23.)$$

Kako je

$$C' = \frac{Z' + Z_m}{Z_m} \approx v'$$

biće dalje

$$I_{oi} = \frac{U'}{C' Z_m} \quad \text{ili} \quad I_{oi} \approx \frac{U'}{v' Z_m} \quad (V.23.a.)$$

7.4. Definicije ekvivalentnih impedansi. — Izraz struje kratkog spoja (I_k) pri ukočenom rotoru dobijamo ako stavimo $s = 1$. Tada je $\frac{1-s}{s} R_1'' = 0$, pošto ukočeni rotor ne daje nikakvu mehaničku snagu, a impedansa rotora je $Z_1'' = R_1'' + jX''_{\gamma k1}$. Ekvivalentna impedansa kratkog spoja sa primarne strane prema šemi na sl. V.9. je

$$Z_k' = Z' + \frac{Z_m Z_1''}{Z_m + Z_1''} \quad (V.24.)$$

Prema tome je struja kratkoga spoja

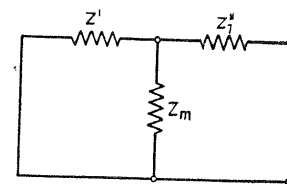
$$I_k' = \frac{U'}{Z_k'} = \frac{U'}{Z' + \frac{Z_m Z_1''}{Z_m + Z_1''}} \quad (V.25.)$$

Sada ćemo malo pobliže da razmotrimo ekvivalentne otpore kratkog spoja. Kako je prema obrascu (V.8.)

$$C'' = \frac{Z_1'' + Z_m}{Z_m} \approx v''$$

ekvivalentna impedansa kratkog spoja sa primarne strane biće

$$Z_k' = Z' + \frac{Z_1''}{C''} \approx Z' + \frac{Z_1''}{v''} \quad (V.24.a.)$$

Sl. V.10.
7 Asinhrone mašine

Ekvivalentna impedansa kratkog spoja može se kod jednog motora da dobije i sa sekundarne strane. Ako se prema sl. V.10. rotor napaja preko prstenova,

a stator stavi u kratki spoj, može se meriti impedansa kratkog spoja sa strane rotora. Za tu impedansu, prema sl. V.10., imamo

$$z_k'' = Z'' + \frac{Z_m Z_2}{Z_m + Z_2} \quad (V.26.)$$

Kako je prema obrascu (V.7.)

$$C' = \frac{Z' + Z_m}{Z_m}$$

biće dalje

$$z_k'' = Z'' + \frac{Z_2'}{v'} \quad (V.26.a.)$$

Ova impedansa svedena na stator je

$$z_{k1}'' = Z_1'' + \frac{Z'}{v'} \quad (V.26.a.)$$

Tako su impedansa kratkog spoja sa primarne strane i sa sekundarne strane svedena na stator

$$\begin{aligned} z_k' &= Z' + \frac{Z_1''}{C''} = (R' + jX_Y') + \frac{1}{v''} (R_1'' + jX_{Yk1}'') = \\ &= \left(R' + \frac{R_1''}{v''} \right) + j \left(X_Y' + \frac{X_{Yk1}''}{v''} \right) \\ z_k &= r_k + jx_k \end{aligned} \quad (V.24.b.)$$

i

$$\begin{aligned} z_{k1}'' &= Z_1'' + \frac{Z'}{C'} = (R_1'' + jX_{Yk1}'') + \frac{1}{v'} (R' + jX_Y') = \\ &= \left(\frac{R'}{v'} + R_1'' \right) + j \left(\frac{X_Y'}{v'} + X_{Yk1}'' \right) \\ z_{k1}'' &= r_{k1}'' + jx_{k1}'' \end{aligned} \quad (V.25.)$$

7.5. Ekvivalentne Γ -šeme. — Ovako definisani ekvivalentni otpori kratkog spoja sa strane statora odnosno rotora omogućavaju nam dalje uprošćenje ekvivalentne šeme. Nedostatak ekvivalentne šeme sa sl. V.9. je u tome što su impedanse Z' i Z_1'' razdvojene granom magnećenja Z_m , pa je proračun struja I' , I_o i I_1'' za razna opterećenja otežan.

Prema šemi na sl. V.7. ili V.9. struja praznog hoda je

$$I_o = \frac{U' - I' Z'}{Z_m}$$

Kako je

$$I' \left(1 + \frac{Z'}{Z_m} \right) = \frac{U'}{Z_m} - I_1''$$

$$\text{uz } 1 + \frac{Z'}{Z_m} = C' \approx v'$$

$$I' = \frac{U'}{v' Z_m} - \frac{I_1''}{v'} \quad (V.27.)$$

Iz jednačina (V.7.b.) i (V.23.a.) je

$$-I_1'' = \frac{U'}{Z' + C' Z_{k1}''} \text{ i } I_{oi} = \frac{U'}{C' Z_m} = \frac{U'}{Z' + Z_m}$$

te je jednačina (V.27.)

$$I' = I_{oi} - \frac{I_1''}{v'} = \frac{U'}{Z' + Z_m} + \frac{U'}{C' (Z' + C' Z_{k1}'')} \quad (V.27.a.)$$

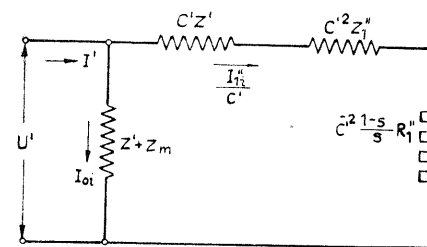
Ako još ovde zamenimo

$$Z_{k1}'' = Z_1'' + \frac{1-s}{s} R_1''$$

dobijamo

$$I' = \frac{U'}{Z' + Z_m} + \frac{U'}{C' Z' + C'^2 Z_1'' + C'^2 \frac{1-s}{s} R_1''} \quad (V.27.b.)$$

Ova jednačina nam pokazuje da struju primara možemo dobiti kao zbir struje idealnog praznog hoda I_{oi} i struje rotora podeljene sa Hopkinsonovim sačinioem primarnog rasipanja ($-I_1''/v'$). Kako je u oba člana s desne strane jednačine (V.27.b.) u broji telju U' ekvivalentna šema može se nacrtati kao na sl. V.11. Ova ekvivalentna šema je praktičnija od prethodnih stoga što smo iz primarnog kola izbacili impedansu Z' , a ubacili je u sekundarno kolo i u granu magnećenja, tako da su ova dva poslednja kola paralelno vezana na napon mreže U' .



Sl. V.11.

Ako u drugom članu jednačine (V.27.b.) imenitelj napišemo u obliku

$$C'^2 \left(Z_1'' + \frac{Z'}{C'} \right) + C'^2 \frac{1-s}{s} R_1''$$

i kako je, prema jednačini (V.25.b.)

$$z_{k1}'' = Z_1'' + \frac{Z'}{C'}, \text{ biće}$$

$$C' Z' + C'^2 Z_1'' + C'^2 \frac{1-s}{s} R_1'' = C'^2 z_{k1}'' + C'^2 \frac{1-s}{s} R_1''$$

Aktivne otpore nanosimo na pravac $\overline{RR}$ koji u tački K stoji upravno na $\overline{T_{oi}K}$. Taj pravac zaklapa se realnom osom ugao $2\gamma'$. Najpre povlačimo aktivni otpor $C'^2 r_{k1}''$, pretstavljen stalnom dužinom

$$\overline{KL} = \frac{C'^2 r_{k1}''}{\omega} \approx \frac{\nu'^2 r_{k1}''}{\omega} \quad (V.33.)$$

Zatim za proizvoljno usvojenu vrednost klizanja s , duž

$$\overline{LN} = \frac{C'^2 \frac{1-s}{s} R_1''}{\omega} \approx \frac{\nu'^2 \frac{1-s}{s} R_1''}{\omega} \quad (V.34.)$$

Za razne vrednosti klizanja tačka N zauzima razne položaje na pravcu RR , ali je impedansa Z_s desne grane ekvivalentne šeme na sl. V.12, uvek predstavljena dužinom $\overline{T_{oi}N}$.

Ovde nam je tačka T_{oi} centar inversije i kako se vrh vektora promenljive konjugovane impedanse $\overline{T_{oi}N}$ pomera po pravoj RR izlazi, prema pravilu o inverziji, da vrh vektora struje koja teče kroz tu impedansu opisuje krug, koji prolazi kroz centar inversije. Tački N na pravi odgovara tačka T na krugu.

Položaj tačke T treba odrediti tako da duž $\overline{T_{oi}T}$ usvojenoj razmeri za struje $a [A/mm]$ predstavlja struju $I_{1i}'' = -I_1'/C'$ tj. da bude

$$a \cdot \overline{T_{oi}T} = I_{1i}'' = -I_1'/C' \quad (V.35.)$$

Kako smo otpore crtali u razmeri ω , biće

$$\omega \cdot \overline{T_{oi}N} = Z_s = j C'^2 x_{k1}'' + C'^2 r_{k1}'' + C'^2 \frac{1-s}{s} R_1'' \quad (V.36.)$$

Prema obrascu (V.27.c.) je $I_{1i}'' = U'/Z_s$, pa kako je uzeto $U' = U'$, mora biti

$$a \cdot \overline{T_{oi}T} = \frac{U'}{\omega \overline{T_{oi}N}} \quad (V.37.)$$

odakle je stepen invercije

$$\overline{T_{oi}T} \times \overline{T_{oi}N} = \frac{U'}{a \cdot \omega} = \text{const} \quad (V.38.)$$

Kako je prema obrascima (V.27.b.) i (V.27.c.)

$$I' = I_{oi} + \frac{I_1'}{C'} = I_{oi} + I_{1i}''$$

izlazi da će pri stalnom naponu U' vrh vektora primarne struje I' opisivati isti krug po kome se kreće i vrh vektora I_{1i}'' , kada se klizanje menja, te je $I' = a \cdot \overline{OT}$.

Kao što je poznato središte kruga mora biti na pravcu koji je upravan na pravac RR . Prečnik kruga odgovara najvećoj struji u desnoj grani ekvivalentne šeme sa sl. V.12, a ta vrednost nastaje kada je impedansa Z_s najmanja, tj. kada

tačka N dođe u tačku K . Tački K odgovara na krugu tačka koju ćemo označiti sa T_{ki} i za koju mora važiti

$$\overline{T_{oi}T_{ki}} \times \overline{T_{oi}K} = \frac{U'}{a \omega} \quad (V.39.)$$

Odavde se dobija za prečnik kruga

$$d = \overline{T_{oi}T_{ki}} = \frac{U'}{a \omega \overline{T_{oi}K}} = \frac{1}{a} \cdot \frac{U'}{C'^2 x_{k1}''} \approx \frac{1}{a} \cdot \frac{U'}{\nu'^2 x_{k1}''} \quad (V.40.)$$

Iz ovog obrasca se vidi da prečnik kruga uglavnom ne zavisi od aktivnih otpora (kažemo uglavnom, jer veličina C' nije potpuno nezavisna od tih otpora) i da je obrnuto srazmeran sa reaktivnim ekvivalentnim otporom

$$x_{k1}'' = \frac{X_Y'}{\nu'} + X_{Yk1}''$$

koji obuhvata reaktanse rasipanja rotora i statora. Prema tome, prečnik kruga je utoliko veći ukoliko su manja magnetna rasipanja primara i sekundara.

Središte kruga određeno je vektorskom jednačinom

$$a \cdot \overline{OC} = I_{oi} + \frac{1}{2} \frac{U'}{C'^2 x_{k1}''} \quad (V.41.)$$

Klizanju $s = 1$ odgovara na pravcu RR tačka L jer je tada $\frac{1-s}{s} R_1'' = 0$.

Tački L odgovara na krugu tačka T_k koju dobijamo kao presek produžetka duži $\overline{T_{oi}L}$ sa krugom. Struju u statoru pri $s = 1$ i pri nominalnom naponu je

$$I'_k = a \cdot \overline{OT_k} \quad (V.42.)$$

Kada klizanje od vrednosti $s = 1$ opada, tačka N kreće se naviše po pravcu RR udaljavajući se od tačke L , a tačka T se kreće po krugu od tačke T_k ka tački T_{oi} . Pri $s = 0$, tačka N je u beskonačnosti, a tačka T došla je u T_{oi} tj. u centar inversije. Struja u statoru je tada

$$I_{oi} = a \cdot \overline{OT_{oi}} \quad (V.43.)$$

Deo kruga $\overline{T_{oi}TT_k}$ odgovara raznim radnim stanjima asinhrone mašine kada ona radi kao motor.

Kada se klizanje menja od $s = 1$ do $s = +\infty$ vrednost izraza $\frac{1-s}{s}$ je negativna i menja se od 0 do -1 . Za $s = \infty$ izraz impedanse desne grane ekvivalentne šeme na sl. V.12. može se napisati

$$Z_s = j C'^2 x_{k1}'' + C'^2 r_{k1}'' + C'^2 \frac{1-s}{s} R_1''$$

$$Z_s = j C'^2 x_{k1}'' + C'^2 \left(\frac{R'}{C'} + R_1'' \right) + C'^2 \frac{1-s}{s} R_1''$$

ili

$$Z_{(s=\infty)} = j C'^2 x_{k1}'' + C'R' \quad (V.44.)$$

Na sl. V.13. ova jednačina predstavljena je trouglom $T_{oi}KM$, čija strana u pravcu RR u razmeri za otpore ω predstavlja aktivni otpor pri $s = \infty$ tj.

$$\omega \overline{KM} = C'R'$$

Ovo znači da pri beskonačno velikom klizanju otpor sekundara nema uticaja na ekvivalentnu impedansu pa dakle ni na struju u desnoj grani ekvivalentne šeme na sl. V.12.

Tački M na pravcu RR odgovara na krug tačka T_{∞} . Deo kruga između tačaka T_k i T_{∞} odgovara svim stanjima asinhronne mašine kada ona radi kao kočnica.

9. KONSTRUKCIJA KRUŽNOG DIJAGRAMA POMOĆU PODATAKA IZ OGLEDA PRAZNOG HODA I KRATKOG SPOJA

9.1. Podaci iz oglada i konstrukcija dijagrama. — Kružni dijagram može se za jedan izgrađeni asinhroni motor konstruisati na osnovi podataka koji se dobijaju iz dva oglada i to: oglada praznog hoda i oglada kratkog spoja. Takođe se kružni dijagram može konstruisati i za jedan projektovani motor, a na osnovi odgovarajućih podataka dobijenih proračunom.

U ogledu praznog hoda motor se priključi na nominalni napon, te se rotor obrće neopterećen. U ogledu se meri snaga praznog hoda P'_0 , struja praznog hoda I'_0 , napon U' , na osnovi čega se izračuna i sačinilac snage pri praznom hodu

$$\cos \varphi_0 = \frac{P'_0}{q U' I'_0} \quad (V.45.)$$

Pošto je klizanje pri praznom hodu vrlo blisko nuli, onda su gubici snage u gvožđu rotora i u bakru rotora praktično jednaki nuli. Kako je pri praznom hodu korisna snaga jednaka nuli ($P = 0$), onda je utrošena snaga praznog hoda jednaka zbiru gubitaka u gvožđu statora (P_{Fe}) u koju se mogu uračunati i dodatni gubici u gvožđu (pulsacioni i površinski), gubitaka u bakru statora P'_{Cu0} i mehaničkih gubitaka usled trenja i na ventilaciju (P_{fv}), tj.

$$P'_0 = P'_{Cu0} + P_{Fe} + P_{fv} \quad (V.46.)$$

Ako od gubitaka praznog hoda odbijemo gubitke u bakru statora, poznavajući omksi otpor po fazi statofa R' , dobijamo zbir gubitaka u gvožđu i mehaničkih, tj.

$$P_{Fe} + P_{fv} = P'_0 - q'R'I_0'^2 \quad (V.47.)$$

Kada se promeni vrednost napona, promeniće se struja praznog hoda i gubici u gvožđu, a mehanički gubici ostaju stalni pošto se brzina ne menja. Prema tome, menjajući primarni napon U' možemo u zavisnosti od njega dobiti karakteristike praznog hoda

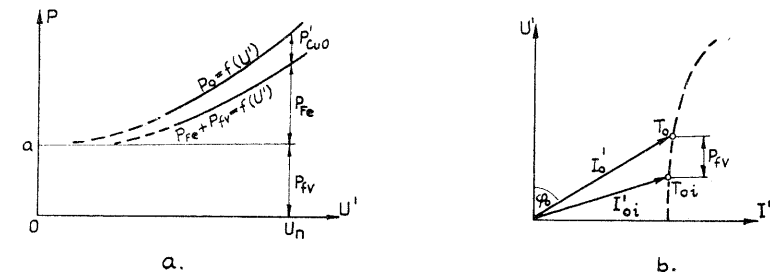
$$P'_0 = f_1(U') \quad (V.48.)$$

$$P_{Fe} + P_{fv} = f_2(U') \quad (V.4)$$

$$I'_0 = f_3(U') \quad (V.50)$$

$$\cos \varphi_0 = f_4(U') \quad (V.51.)$$

čiji je opšti izgled prikazan na sl. V.14.a. Gubici u gvožđu zavise od fluksa, pa prema tome i od primarnog napona. Kada je napon jednak nuli ($U' = 0$) i gubici u gvožđu jednaki su nuli ($P_{Fe} = 0$). To daje mogućnost da se odvoje gubici magnetni od mehaničkih. U tu svrhu produžimo krivu $P_{Fe} + P_{fv} = f_2(U')$ do preseka sa ordinatom, te nam otsečak Oa na sl. V.14.a. predstavlja mehaničke gubitke.



Sl. V.14.

Tako, prema podacima iz oglada praznog hoda, možemo da nacrtamo tačku T_0 na kružnom dijagramu koja je predstavica praznog hoda (sl. V.14.b.). Ako od ove tačke nanese duž $\overline{T_0 T_{oi}} = P_{fv}/w$ tj. u razmeri za snage mehaničke gubitke, onda dobijamo tačku predstavnicu idealnog praznog hoda pri kome je klizanje $s = 0$.

Ogled kratkog spoja izvodi se pri ukočenom rotoru, a sa smanjenim naponom $U_{ks} \ll U_n$, da ne bi struje kratkog spoja bile suviše velike. Napon postepeno podižemo od nule do vrednosti pri kojoj je smanjena struja kratkog spoja jednaka nominalnoj ($I'_{ks} = I_n$). Ovo stanje se ima kada je smanjeni napon kratkog spoja približno $100 U_{ks}/U_n \approx (15 - 30)\%$. U ogledu kratkog spoja meri se snaga kratkog spoja P_{ks} , struja I_{ks} i fazni napon U_{ks} , iz čega se izračunava

$$\cos \varphi_k = \frac{P_{ks}}{q U_{ks} I_{ks}} \quad (V.52.)$$

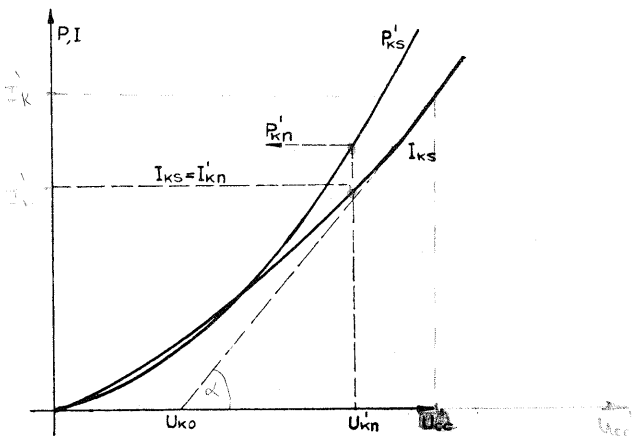
Na osnovi merenih veličina dobijaju se karakteristike kratkog spoja

$$P_{ks} = f_1(U_{ks}) \quad (V.53.)$$

$$I_{ks} = f_2(U_{ks}) \quad (V.54.)$$

$$\cos \varphi_k = f_3(U_{ks}) \quad (V.55.)$$

čiji je opšti izgled predstavljen na sl. V.15. Za vrednost smanjene struje kratkog spoja $I_{ks} = I_n$ nalazimo gubitke kratkog spoja P'_{kn} i napon kratkog spoja U'_{kn}



Sl. V.15

$$\tan \alpha = \frac{I_n}{U_{kn} - U_{ko}} = \frac{I_n}{U_n - U_{ko}}$$

koji odgovaraju struji kratkog spoja jednakoj nominalnoj vrednosti. Kao što se iz slike vidi, karakteristika struje $I_{ks} = f(U_{ks})$ je u početku prava linija. Zatim se malo povija, pa opet nastavlja kao prava linija. To je zbog toga što u početku nema zasićenja, a kasnije se povećanjem struje povećava zasićenje zubaca i time smanji. ekvivalentna reaktansa kratkog spoja x'_k . Ako produžimo pravi deo karakteristike struje do preseka sa apscisnom osom dobijamo tačku U_{ko} , tj. vrednost napona kratkog spoja kada bi struja bila nula. Za preračunavanje podataka kratkog spoja na nominalni napon, služimo se odnosom

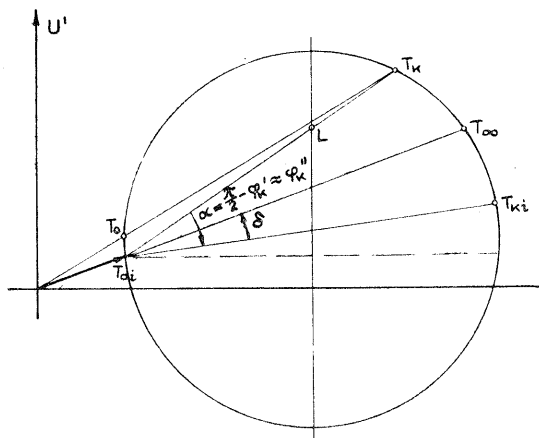
$$\frac{I'_k}{I'_n} = \frac{U_n - U_{ko}}{U_{kn} - U_{ko}} \quad (V.56.)$$

iz čega izračunavamo struju kratkog spoja pri nominalnom naponu

$$I'_k = \frac{U_n - U_{ko}}{U_{kn} - U_{ko}} I'_n \quad (V.57.)$$

Pošto sačinilac snage ostaje isti, onda će snaga kratkog spoja pri nominalnom naponu biti

$$P_k = q U'_n I'_k \cos \varphi_k \quad (V.58.)$$



Sl. V.16.

Iz podataka ogleda praznog hoda nacrtali smo tačke T_{oi} i T_{oi} , sl. V.16. Sličnim načinom, na osnovi podataka kratkog spoja, znajući φ_k , I_k i P_k , nacrtamo tačku T_k , predstavnicu kratkog spoja (sl. V.16.). Spojivši tačke T_{oi} i T_k dobijamo duž $\overline{T_{oi}T_k}$ koja je tetiva traženog kruga. Središte kruga C mora ležati na simetrali ove tetive. S druge strane centar mora ležati na duži $\overline{T_{oi}T_{ki}}$. Ranije smo rekli da je ugao γ' zanemarljivo mali, manji od 1° , te pravac $\overline{T_{oi}T_{ki}}$ dobijamo, prema sl. V.16., kada ga povučemo u odnosu na duž $\overline{T_{oi}T_k}$ pod uglom

$$\text{tg } \alpha = \frac{r_{k1}''}{x_{k1}} \quad (V.59.)$$

Pošto je ugao γ'' zanemarljivo mali, onda je pravac RR na sl. V.13. paralelan sa vektorom napona U' , te je ugao $\angle T_{oi}LK = \varphi_k''$. Za praktične svrhe može se sa dovoljnom tačnošću uzeti da je $\varphi_k'' = \varphi_k'$, te je ugao

$$\alpha = \frac{\pi}{2} - \varphi_k \quad (V.60.)$$

Prema tome duž $\overline{T_{oi}T_k}$ možemo povući u odnosu na duž $\overline{T_{oi}T_{ki}}$ pod uglom $\frac{\pi}{2} - \varphi_k$, te dobijamo centar kruga C kao presek te duži sa simetralom duži $\overline{T_{oi}T_k}$. Duž $\overline{T_{oi}T_k}$ je crta korisne snage motora. Da bi dobili crtu momenata elektromagnetnih sila moramo, prema sl. V.16. povući duž $\overline{T_{io}T_\infty}$ u odnosu na duž $\overline{T_{oi}T_{ki}}$ pod uglom

$$\text{tg } \delta = \frac{R'}{C' x_{k1}''} \quad (V.61.)$$

Ako uzmemo da je, prema obrascu (V.25.c.) $R'/v' \approx R_1''$ onda je i $R'/v' = r_{k1}''/2$ te je

$$\text{tg } \delta = \frac{r_{k1}''}{2x_{k1}} \quad (V.62.)$$

Prethodno smo rekli da je

$$\text{tg } \alpha = \frac{r_{k1}''}{x_{k1}} \approx \text{tg} \left(\frac{\pi}{2} - \varphi_k' \right)$$

te je

$$\delta \approx \frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{2} - \varphi_k \right) \quad (V.63.)$$

Na taj način nacrtani su svi elementi kružnog dijagrama.

9.2. Određivanje ekvivalentnih otpora i približno određivanje Hopkinsonovog sačinioa v' . — Prema podacima iz ogleda kratkog spoja mogu se odrediti ekvivalentni otpori

$$Z'_k = \frac{U'}{I'_k}; \quad r'_k = \frac{P_k}{q I_k'^2}; \quad x'_k = \sqrt{Z_k'^2 - r_k'^2}$$

Ako se uzme da su reaktanse rasipanja primara i sekundara približno jednake tj. $X'_\gamma \approx X'_{\gamma k1}$, onda je $X'_\gamma \approx x'_k/2$.

Prema obrascu (V.25.b.) ustanovili smo da je $v' \approx U'/E_o'$. Za ems pri praznom hodu možemo pisati da je približno

$$E_o' \approx U' - X'_\gamma I_o'$$

te je

$$v' = \frac{U'}{U' - X'_\gamma I_o'} = \frac{1}{1 - \frac{x'_k I_o'}{2 U'}} \quad (V.64.)$$

$$w \cdot \overline{T_m G_1} = q I_{1i}''^2 C_1' R_1'' \frac{1-s}{s}$$

Duž $\overline{TQ}$ povučena iz tačke T pretstavnice rada motora, otseca na skali za klizanje $\overline{S_0 S_{100}}$ vrednost klizanja $\overline{S_0 S}$, koja pročitana u mm daje klizanje u procentima.

Ispravnost ovakvog postupka dokazuje se iz sličnosti trouglova:

$$\Delta T_{oi} H_1 G_1 \sim \Delta Q R_{100} S_{100}$$

i

$$\Delta Q S_0 S \sim \Delta T H_1 T_{oi}$$

Ova sličnost dokazuje se jednakošću uglova označenih na sl. V.18. bilo što pripadaju istim lukovima bilo što su naizmenični.

Iz sličnosti trouglova dobijaju se odnosi

$$\frac{\overline{G_1 H_1}}{\overline{T_{oi} H_1}} = \frac{\overline{S_{100} R_{100}}}{\overline{R_{100} Q}} \text{ i } \frac{\overline{T_{oi} H_1}}{\overline{T H_1}} = \frac{\overline{S_0 S}}{\overline{S_0 Q}}$$

Množenjem ovih odnosa dobija se

$$\frac{\overline{G_1 H_1}}{\overline{T H_1}} = \frac{\overline{S_{100} R_{100}}}{\overline{R_{100} Q}} \cdot \frac{\overline{S_0 S}}{\overline{S_0 Q}}$$

Uzevši u obzir odnos (V.79.) i pošto je $\overline{S_0 Q} = \overline{R_{100} S_{100}}$ biće

$$\frac{\overline{G_1 H_1}}{\overline{T H_1}} = \frac{\overline{S_0 S}}{\overline{Q R_{100}}} = s \quad (\text{V.80.})$$

11. PUŠTANJE U RAD ASINHRONIH MOTORA

U praktičnoj primeni puštanje u rad asinhronog motora pretstavlja veoma važan proces. Brzina i potpunost prelazak mehanizma kojeg pokreće motor iz stanja mirovanja u stanje jednolikog obrtanja sa nominalnom brzinom, utiče bitno na opšte radne osobine obrtnog mehanizma, ukoliko je potrebno, da se on često periodično pokreće.

Vrednost polaznog momenta i struje su osnovna pitanja pri puštanju asinhronog motora u rad.

Da bi rotor motora pri puštanju u rad mogao preći u obrtno kretanje polazni momenat kojeg razvija motor mora biti veći od otpornog momenta kojega na osovini proizvodi mehanizam koji treba pokrenuti. Sa druge strane vrednost struje pri puštanju u rad za datu mrežu nesme prevazilaziti određene granice koje zavise od snage mreže. U slučaju motora veće snage i slabe mreže neophodno je smanjivati vrednost polazne struje.

U asinhronih mašina sa kratkospojenim rotorom smanjenje polazne struje se može postići smanjenjem napona na priključnim krajevima motora u trenutku puštanja u rad. Pri tome se proporcionalno kvadratu napona takođe smanjuje i polazni momenat. Zbog toga je ovakav način puštanja primenljiv samo pri lakšim radnim uslovima, odnosno puštanja u rad. Pri težim uslovima puštanja normalni kratkospojeni asinhroni motor može da ne razvije dovoljan polazni momenat čak i pri direktnom puštanju sa nominalnim naponom. U takvim slučajevima je moguće primeniti asinhroni motor sa namotanim rotorom ili kratkospojeni rotor u specijalnom izvođenju kao dvokavezni ili sa dubokim žlebovima.

U asinhronih motora sa namotanim rotorom se dobre karakteristike pri puštanju u rad kao što su veliki polazni momenat pri maloj polaznoj struji lako realizuju pomoću otpornika za puštanje u rad uključenog u kolo rotora. Međutim, ovi motori su skuplji od kratkospojenih a primena otpornika za puštanje u rad čini uređaj složenijim.

Pri puštanju asinhronog motora u rad bitan značaj imaju i trajanje zaletanja, gubici energije u namotima i njihovo zagrevanje i prelazni procesi pri puštanju u rad.

11.1. Struje pri puštanju u rad asinhronih motora. — Razlikujemo dva granična slučaja:

- kada se na mrežu priključuje asinhroni motor sa otvorenim kolom rotora
- kada je rotor kratkospojen.

U prvom slučaju pojava kvalitativno ima isti karakter kao pri uključivanju u mrežu transformatora sa otvorenim sekundarnim namotom. Najopasnije je ako je uključivanje izvršeno u trenutku kada napon prolazi kroz nulu. U tom slučaju magnetni fluks svake faze ima dve komponente: simetričnu $\Phi_m \cos \omega t$ i aperiodičnu Φ_a koje se međusobno slažu i usled čega rezultantni fluks pri uključanju teorijski može dvostruko da prevaziđe fluks mašine u stacionarnom radnom stanju. U višefaznih mašina periodične komponente flukseva pojedinih faza obrazovao rezultatni fluks, koji se u prostoru okreće brzinom $n_1 = f_1/p$, a aperiodične komponente fluksa stvaraju fluks koji je u prostoru nepokretan.

Dvostruki rezultantni fluks utiče na snažno zasićenje mašine. Zbog toga amplituda struje praznog hoda pri uključanju asinhronog motora znatno prevazilazi amplitudu ustaljene struje praznog hoda.

Struja praznog hoda pri uključanju asinhronog motora opada relativno sporo, ali brže nego kod transformatora, zato što je vremenska konstanta zaletanja poslednjih relativno veća.

Kada se u mrežu uključuje asinhroni motor sa kratkospojenim rotorom, onda je u prvom trenutku brzina obrtanja $n = 0$ i pojava koja se pri tome odigrava kvalitativno je ista kao pri iznenadnom kratkom spoju transformatora.

Ako radi uprošćenja zanemarimo struju magnećenja, onda struja iznenadnog kratkog spoja asinhronog motora može biti određena po obrascu

$$i_k = i_{ku} + i_{kj} = - \frac{U_{1m}}{\sqrt{r_k^2 + x_k^2}} \cdot \cos(\omega t + \varphi_k) + \frac{U_{1m}}{\sqrt{r_k^2 + x_k^2}} \cos \varphi_k \cdot e^{-\frac{r_k}{x_k} t} \quad (\text{V.81.})$$

Kao i struja praznog hoda pri uključanju, tako i ova struja ima dve komponente od kojih prva, periodična komponenta I_{ky} predstavlja ustaljenu struju kratkog spoja, a druga, aperiodična komponenta I_{kj} , opada po eksponencijalnom zakonu. Opadanje se odigrava vrlo brzo što je vremenska konstanta $x_k/\omega r_k$ relativno mala. Zbog toga se sa ovom drugom komponentom struje vrlo često uopšte ne računa i kao polazna struja motora I_p se smatra periodična struja kratkog spoja. Obično je ona 4—7 puta veća od nominalne struje asinhronog motora.

11.2. Zaletanje asinhronog motora. —

1. Trajanje zaletanja

Pri puštanju motora u rad, obrtni momenat kojeg razvija asinhroni motor (M), mora da savlada otporni momenat mašine koju pokreće (M_k), otporni momenat samoga motora tj. onaj koji je srazmeran mehaničkim gubicima (M_r) i dinamički momenat ($M_d = \mathcal{J} d\Omega/dt$) koji se troši na ubrzanje zamajnih masa rotora. Pri puštanju motora u rad dinamički momenat možemo nazvati i momentom ubrzanja ($M_d = M_u$). U svakom trenutku pri puštanju motora u rad mora da postoji dinamička ravnoteža tj. da je zbir svih momenata jednak nuli

$$M - M_k - M_r - M_d = 0 \quad (V.82.)$$

Kako je otporni momenat samog motora M_r vrlo mali u odnosu na ostale momente pri puštanju u rad, on se može zanemariti ($M_r \approx 0$) pa je

$$M - M_k = \mathcal{J} \frac{d\Omega}{dt} \quad (V.83.)$$

Pri puštanju motora u rad potrebno je odrediti vreme trajanja zaletanja (t), kada su poznati:

- karakteristika momenta asinhronog motora u funkciji brzine $M = f(\Omega)$ ili $M = f(n)$, koju nazivamo mehaničkom karakteristikom asinhronog motora
- karakteristika otpornog momenta gonjene mašine $M_k = f_2(\Omega)$
- momenat inercije $\mathcal{J}$ i ostali parametri asinhronog motora.

Kada se izračuna vreme zaletanja, onda je moguće odrediti i karakteristike klizanja, odnosno brzine, u funkciji vremena, $s = \varphi_1(t)$ odnosno $\Omega = \varphi_2(t)$.

U praksi dolaze najčešće dva slučaja i to zaletanje neopterećenog motora i zaletanje opterećenog motora, pa ćemo ta dva slučaja posebno razmotriti.

1.1. *Trajanje zaletanja neopterećenog motora.* — Kada se motor pušta najpre u prazan hod onda je otporni momenat mašine radilice $M_k = 0$, pa momenat kojeg razvija asinhroni motor (M) mora da savlada dinamički momenat M_d , tj.

$$M = \mathcal{J} \frac{d\Omega}{dt} \quad (V.84.)$$

Kako je $\Omega = (1 - s) \Omega' = \Omega' - s\Omega'$, biće $d\Omega/dt = -\Omega' ds/dt$, pa je

$$M = -\mathcal{J} \Omega' \frac{ds}{dt}$$

Ako prema Klovskom obrascu stavimo da je

$$M = M_{pr} \frac{2 + \beta s_{pr}}{\frac{s}{s_{pr}} + \frac{s_{pr}}{s} + \beta s_{pr}}$$

gde je

$$\beta = \frac{2 R'}{v' R_1''}$$

biće

$$M_{pr} \cdot \frac{2 + \beta s_{pr}}{\frac{s}{s_{pr}} + \frac{s_{pr}}{s} + \beta s_{pr}} = -\mathcal{J} \Omega' \frac{ds}{dt} \quad (V.85.)$$

Odavde je

$$dt = -\frac{\mathcal{J} \Omega'}{M_{pr}} \cdot \frac{1}{2 + \beta s_{pr}} \left[\frac{s}{s_{pr}} + \frac{s_{pr}}{s} + \beta s_{pr} \right] ds \quad (V.85.a.)$$

Vreme zaletanja T_z biće jednako integralu vremena dt pri čemu se klizanje menja od $s_1 = 1$ do s_2 , tj. klizanja pri kome se ima brzina praznog hoda

$$T_z = \int_{s_1}^{s_2} dt = -\frac{\mathcal{J} \Omega'}{M_{pr}} \cdot \frac{1}{2 + \beta s_{pr}} \int_{s_1=1}^{s_2} \left[\frac{s}{s_{pr}} + \frac{s_{pr}}{s} + \beta s_{pr} \right] ds \quad (V.86.)$$

ili

$$T_z = \frac{\mathcal{J} \Omega'}{M_{pr}} \cdot \frac{1}{2 + \beta s_{pr}} \int_{s_2}^{s_1} \left[\frac{s}{s_{pr}} + \frac{s_{pr}}{s} + \beta s_{pr} \right] ds$$

Kada ovo integralimo dobijamo

$$T_z = \frac{\mathcal{J} \Omega'}{M_{pr}} \cdot \frac{1}{2 + \beta s_{pr}} \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{s_1^2 - s_2^2}{s_{pr}} + (s_1 - s_2) \beta s_{pr} + s_{pr} \ln \frac{s_1}{s_2} \right] \quad (V.86.a.)$$

Izraz $\mathcal{J} \Omega' / M_{pr} = \mathcal{J} \Omega'^2 / P_{0bpr}$ predstavlja odnos energije i snage i ima dimenziju vremena, tj.

$$T_o = \frac{\mathcal{J} \Omega'}{M_{pr}}$$

Veličinu T_o nazivamo mehaničkom konstantom vremena. Ona predstavlja vreme koje bi bilo potrebno da se neopterećeni motor pod delovanjem prevalnog momenta M_{pr} zaleti od stanja mirovanja do sinhronne brzine (brzine praznog hoda). Njena vrednost za motore manjih i srednjih snaga kreće se od 1—2 sekunde.

Ako u obrazac uvrstimo da je početno klizanje $s_1 = 1$, vreme zaletanja biće

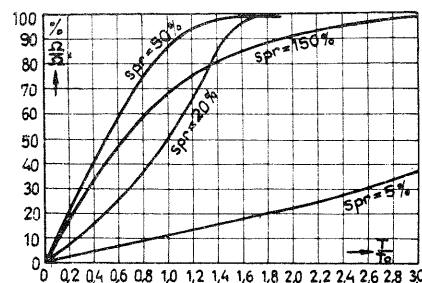
$$T_z = T_o \frac{1}{2 + \beta s_{pr}} \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{1 - s_2^2}{s_{pr}} + (1 - s_2) \beta s_{pr} + s_{pr} \ln \frac{1}{s_2} \right] \quad (V.86.b.)$$

Da bi korisno upotreabili prethodnu jednačinu možemo zameniti T_z i s_2 sa promenljivim koordinatama t i s , pa dobiti odnos

$$\frac{t}{T_o} = \frac{1}{2 + \beta s_{pr}} \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{1 - s^2}{s_{pr}} + (1 - s) \beta s_{pr} + s_{pr} \ln \frac{1}{s} \right] \quad (V.87.)$$

Kako je $(1 - s) = \Omega / \Omega'$ onda možemo dobiti krive Ω / Ω' u funkciji t / T_o a za razne vrednosti prevalnog klizanja, tj. $\Omega / \Omega' = 1 - s = f(t / T_o)$. Ove krive, za nekoliko

vrednosti prevalnog klizanja, predstavljene su na sl. V.19. Iz ovih krivih se vidi da motori sa vrlo malim prevalnim klizanjem (tj. kada je R'' relativno vrlo malo) i motori sa vrlo velikim prevalnim klizanjem (tj. kada je R'' relativno vrlo veliko) imaju blago zaletanje.



Sl. V.19.

kada goni pumpu, kompresor, mlin, ventilator itd. Tada za momente pri zaletanju vrijedi jednačina (V.82.a.)

$$M - M_k = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (V.82.a.)$$

Za razne vrste mašina radilica redovan je slučaj da nam nije poznat analitički izraz njihovog kočnog (otpornog) momenta u funkciji brzine $M_k = f_2(\Omega)$. Stoga se jednačina (V.82.a.) ne može integraliti. U ovakvom slučaju, znači kod većine mašina radilica, daje se grafički kriva njihovog otpornog momenta $M_k = f_2(\Omega)$, kako je to predstavljeno na sl. V.20. Takođe se grafički daje i momenat kojeg razvija asinhroni motor u funkciji brzine $M = f_1(\Omega)$, kao što je takođe prikazano na sl. V.20. Stoga se i problem trajanja zaletanja opterećenog asinhronog motora, na osnovi datih karakteristika, rešava grafički. Sa sl. V.20. se vidi, da se brzina koju motor postiže po zaletanju, ima u tački preseka dveju krivih momenata, tj. kada se izjednače momenat asinhronog motora (M) i kočni momenat mašine radilice (M_k), $M = M_k$. Tada je dinamički momenat jednak nuli.

Ako se jednačina (V.82.a.) reši po t dobije se

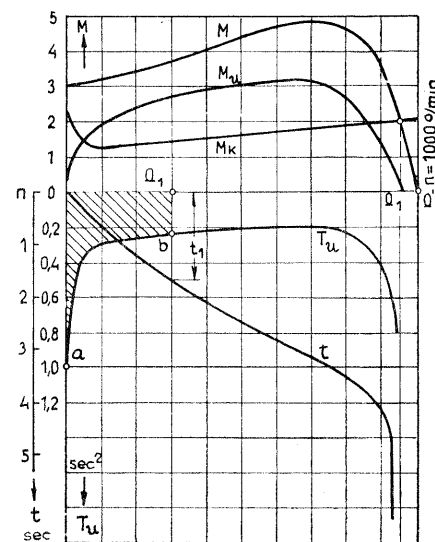
$$t = \int_0^{\Omega} \frac{J}{M - M_k} d\Omega = \int_0^{\Omega} T_u d\Omega \quad (V.89.)$$

Teorijski klizanje $s = 0$ postiže se za $t = \infty$. Praktično se može uzeti da je zaletanje završeno pri $s \approx 10\%$. Ako ovo uvrstimo u jednačinu V.86.b., dobijamo vreme zaletanja

$$T_z = T_0 \frac{1}{2 + \beta s_{pr}} \left[\frac{0,495}{s_{pr}} + 0,9 \beta s_{pr} + 2,3 s_{pr} \right] \quad (V.88.)$$

1.2. Zaletanje opterećenog motora.

— Takođe je čest slučaj da asinhroni motor, obično sa rotorom u kratkom spoju, kreće pod opterećenjem, na primer



menat $M_d = \mathcal{J} d\Omega/dt$, koji se troši na ubrzanje zamajnih masa rotora, odnosno

$$M - M_k = \mathcal{J} \frac{d\Omega}{dt}$$

Iz definicije klizanja $s = \frac{\Omega' - \Omega}{\Omega'} = 1 - \frac{\Omega}{\Omega'}$, dobijamo $ds = -\frac{d\Omega}{\Omega'}$

pa je

$$M - M_k = -\mathcal{J} \Omega' \frac{ds}{dt}$$

odakle je

$$dt = -\frac{\mathcal{J} \Omega'}{M - M_k} ds \quad (V.91.)$$

Kada ovo unesemo u jednačinu (V.90). za energiju utrošenu u rotoru dobijamo

$$A'_{Cu} = \int_{t_1}^{t_2} q'' R'' I'^2 dt = \int_{s_1}^{s_2} s M \Omega' (-\mathcal{J}) \frac{\Omega' ds}{M - M_k}$$

$$A''_{Cu} = \mathcal{J} \Omega'^2 \int_{s_2}^{s_1} s M \frac{ds}{M - M_k} = \mathcal{J} \Omega'^2 \int \frac{s ds}{\left(1 - \frac{M_k}{M}\right)}$$

Pošto se momenti M i M_k menjaju sa brzinom odnosno klizanjem, džulova toplota A'_{Cu} se sračunava za pojedine intervale klizanja, od s_1 do s_2 , pa se tako dobijene toplote saberu.

2. Džulova toplota u rotoru pri puštanju u rad naprazno. — Kada se motor pušta u rad bez opterećenja (naprazno) onda je kočni momenat jednak nuli, $M_k = 0$, pa je, prema jednačini (V.92.), energija koja se u rotoru pretvara u toplotu

$$A''_{Cu0} = \mathcal{J} \Omega'^2 \int_{s_2}^{s_1} s ds = \frac{1}{2} \mathcal{J} \Omega'^2 (s_1^2 - s_2^2)$$

$$A''_{Cu0} = \frac{1}{2} \mathcal{J} \Omega' (s_1^2 - s_2^2) \quad (V.93.)$$

U trenutku uključenja motora $s_1 = 1$, a pri postizanju neke brzine klizanje je $s_2 = s$, pa je

$$A''_{Cu0} = \frac{1}{2} \mathcal{J} \Omega' (1 - s^2)$$

Kada se motor pusti naprazno onda je brzina $\Omega_0 \approx \Omega'$, a klizanje je $s = 0$, pa je

$$A''_{Cu0} = \frac{1}{2} \mathcal{J} \Omega'^2 \quad (V.94.)$$

Odavde izvodimo zaključak da je energija koja se, pri puštanju asinhronog motora naprazno, pretvara u rotoru u džulovu toplotu, jednaka kinetičkoj energiji koju rotor dobija pri zaletanju. Prema tome, od ukupne energije koju dobija rotor pri puštanju asinhronog motora naprazno, jedna polovina se pretvara u kinetičku energiju zamajnih masa rotora, a druga polovina se pretvara u džulovu toplotu.

3. Džulova toplota u rotoru pri asinhronom kočenju. — Kada se motor po isključenju sa mreže želi brzo da ukoči, može se prebacačem vezati na mrežu, tako da mu se promeni i smer obrtanja obrtnog polja. Od brzine rotora u jednom smeru, pre prebacivanja prebacača, pa do postizanja brzine jednake nuli, to se naziva asinhrono kočenje. I u tom slučaju, za utrošenu energiju u rotoru za vreme kočenja, možemo upotrebiti obrazac (V.93.)

$$A''_{Cu} = \frac{1}{2} \mathcal{J} \Omega'^2 (s_1^2 - s_2^2)$$

gde je sada $s_1 = 2$, pošto je to relativno klizanje obrtnog polja statora (koje je promenilo smer) u odnosu na suprotnu i skoro sinhronu brzinu, pa je

$$A''_{Cuk} = \frac{1}{2} \mathcal{J} \Omega' (2^2 - s_2^2)$$

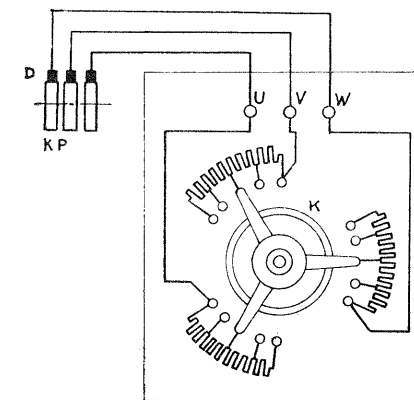
Gubitak energije u rotoru za celo vreme kočenja dobija se kada se stavi da je $s_2 = s = 1$, tj. do trenutka kada se rotor ukoči, pa je

$$A''_{Cuk} = \frac{1}{2} \mathcal{J} \Omega'^2 (2^2 - 1^2) = 3 \cdot \frac{1}{2} \mathcal{J} \Omega'^2 = 3 \cdot A''_{Cu0}$$

Odavde zaključujemo da se pri asinhronom kočenju gubi u rotoru tri puta više energije nego pri puštanju u rad naprazno.

11.4. Puštanje u rad motora sa namotanim rotorom.

— Pri puštanju motora sa namotanim rotorom u rad, polazna struja se ograničava pomoću rotor-skog otpornika, koji je predstavljen na sl. V.21. Krajevi otpornika UVW vezani su preko dirka i kliznih prstenova za krajeve pojedinih faza rotora, a ostala tri su spojena u zvezdište preko kliznog prstena K . Pre uključivanja motora na mrežu mora se paziti da su takti trokrate ručice otpornika, koji su preko prstena K vezani u kratki spoj, u položaju maksimalnog otpora. Kada se uključi glavni prekidač motor se još ne kreće jer je rotorovo kolo otvoreno. Zatim se postepeno pomera trokrate ručica čime se u skokovima smanjuje vrednost otpora koji je uključen u određenu fazu. Ako je na primer klizanje motora $s = 0,04$, a otpor po fazi rotora R'' , onda, ako

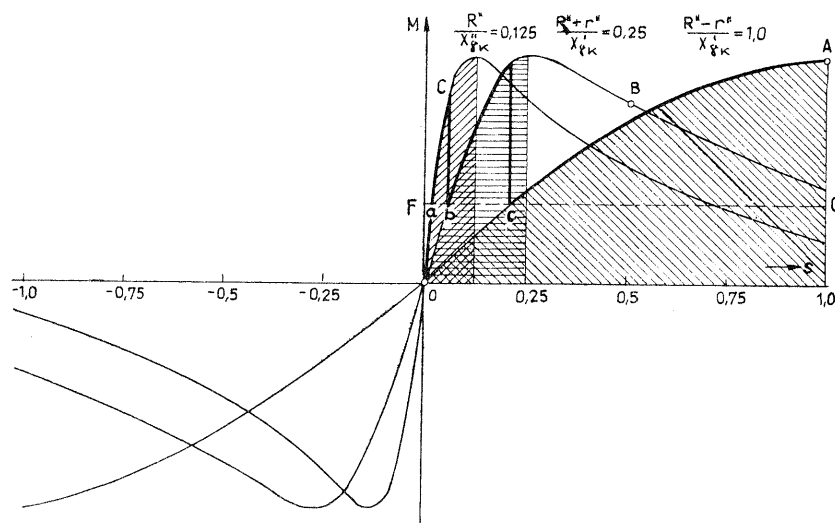


Sl. V.21.

hoćemo da struja pri puštanju u rad ne pređe nominalnu vrednost moramo u kolo rotora ubaciti otpor

$$r'' = \frac{R''}{s} - R'' = 25 R'' - R'' = 24 R''$$

Kada se uspostavi nominalna struja, na provodnike deluje elektromagnetna sila, rotor kreće, ems se smanjuje, pa se smanjuje i struja. Čim se struja smanji isključimo prethodni deo otpornika, struja se poveća, pa i momenat, poveća se brzina, ems se smanji pa i struja itd. Daljim isključivanjem otpornika, motor postiže sve veću brzinu, struja nikad ne prelazi jednu određenu vrednost (na primer nominalnu ili kI_n), dok najzad isključenjem celog otpornika i dovođenjem namota u kratki spoj motor ne postigne brzinu vrlo blisku sinhronoj. Ovo se lepo može prikazati i na karakteristikama momenta o kojima smo govorili u čl. V.4.2., pošto smo bili ustanovili da vrednost prevalnog momenta (M_{pr}) ne zavisi od vrednosti omskog otpora (R''). Međutim od vrednosti omskog otpora ($R'' + r''$) zavisi prevavno klizanje (s_{pr}) pri kome se ima prevalni momenat.



Sl. V.22.

Ako ubacivanjem r'' imamo da je $s_{pr} = 1$, onda bi se prevalni momenat imao u trenutku puštanja motora u rad. Motor bi krenuo, struja bi se od polazne vrednosti smanjivala, a time i momenat po krivoj A na sl. V.22. Momenat bi se smanjivao sve dotle dok se ne bi uspostavila ravnoteža između kretnog i otpornog momenta. Međutim, ako pri postizanju neke brzine i smanjenju polazne struje isključimo deo otpornika onda prelazimo na krivu B. Momenat se ponovo povećava, brzina još brže raste, klizanje se smanjuje, zatim ems i struja, te prelazimo daljnjim isključenjem dela otpornika na krivu C, itd. kao što je to punom linijom pretstavljeno na sl. V.22.

11.5. Puštanje u rad motora sa kratkospojenim rotorom. — Motori sa kratkospojenim rotorom nemaju mogućnost puštanja u rad pomoću rotorskog otpornika. Oni se moraju puštati u rad direktnim priključivanjem statora na mrežu. Da struje pri puštanju motora u rad, u odnosu na mrežu, ne bi bile suviše velike ograničava se snaga ovih motora. To zavisi od snage same mreže pa se za nju propiše maksimalna snaga asinhronog motora koji se sme direktno na mrežu priključiti. Zbog toga se uvek težilo da se pronađu načini koji bi omogućili puštanje u rad kratkospojenih asinhronih motora što većih snaga.

1. *Direktno uključivanje u mrežu.* — S obzirom na veliku snagu današnjih mreža ovaj način danas ima naročiti značaj. Ovaj način se odlikuje veoma prostim postupkom, ali je istovremeno povezan sa manjim ili većim strujnim udarima, koji mogu štetno uticati na rad mreže. U tablici V.1. su radi orijentacije navedene struje i momenti pri puštanju u rad motora snage od 5 do 100 kW, pri $n' = 1500, 1000$ i 750

Tablica V.1.

n (ob/min)	$\frac{I_p}{I_n}$	$\frac{M_p}{M_n}$	$\frac{M_{max}}{M_n}$
1500	6,5 — 6	1,4 — 1,1	1,8
1000	6	1,3 — 1,1	1,8
750	5,5	1,1	1,6

ob/min. Ovi podaci se odnose na asinhronne motore normalne izrade. Kod motora specijalne izrade mogu pri ovim ili čak i većim polaznim momentima polazne struje biti i manje.

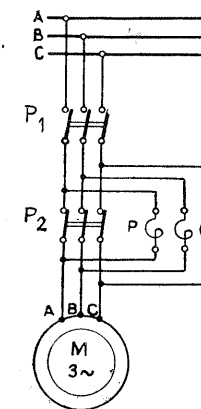
2. *Puštanje u rad pomoću prigušnice u kolu statora.* — Prigušnice za puštanje u rad se priključuju na red sa namotom statora i snižavaju primarni napon na vrednost od oko 60—70% nominalnog napona. Pri puštanju motora u rad najpre se uključuje prekidač P_1 , a posle zaletanja motora prekidač P_2 (sl. V.23.).

Snižavanjem primarnog napona postiže se smanjenje polazne struje (I_p) uz znatno smanjenje kretnog momenta (M_p) i ovo predstavlja glavni nedostatak ovakvog načina puštanja u rad.

Ako pretpostavimo da se pri puštanju u rad napon smanjio a puta i da sa pri tome pri smanjenju napona i polazne struje induktivni otpor nešto povećava, odnosno da je postao b puta veći, polazna struja će biti

$$I_p = \frac{U'}{a b \varepsilon_K} \quad (V.95.)$$

Iz poslednje jednačine vidimo da je polazna struja smanjena a puta, pri čemu je polazni momenat smanjen $a^2 b^2$ puta.



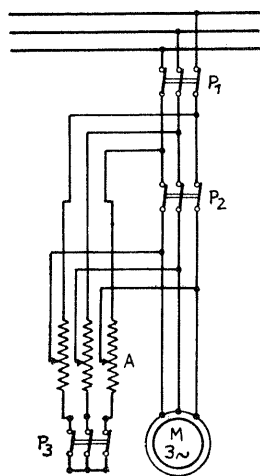
Sl. V.23.

Prigušnica omogućava da se postupak puštanja motora u rad izvede u izvesnom smislu kontinualno, ali poskupljuje uređaj i smanjuje polazni momenat. Prema tome ovakav način je primenljiv u slučajevima gde se ne zahteva veliki polazni momenat u samom početku radnog ciklusa. Obično se induktivni otpor prigušnice bira tako da se odnos polazne struje prema nominalnoj kreće u granicama od 2 do 2,5.

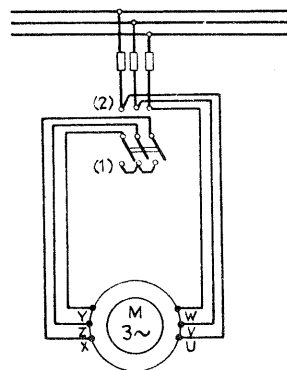
3. *Puštanje u rad pomoću autotransformatora.* — Umesto prigušnice može se za puštanje asinhronog motora u rad primeniti i autotransformator (A) (sl. V.24.). Obično se pomoću autotransformatora primarni napon snižava do oko 55—75% od nominalne vrednosti. Pri puštanju motora u rad najpre se uključi prekidač P_3 , i motor se priključi na sniženi napon pomoću prekidača P_1 . Kada se motor zaleti, isključi se prekidač P_3 i uključi prekidač P_2 .

Odgovarajućim blokiranjem prekidača isključena je mogućnost pogrešnog uključivanja.

Autotransformatori za puštanje motora u rad razlikuju se od običnih autotransformatora time što su predviđeni za kratkotrajno opterećenje, odnosno rade sa velikim vrednostima indukcije i gustine struje.



Sl. V.24.



Sl. V.25.

4. *Puštanje u rad pomoću prebacača zvezda — trougao.* — Jedan od načina je, da se umesto običnog prekidača, uključjenje motora na mrežu vrši pomoću prebacača zvezda — trougao koji je prikazan na sl. V.25. To znači da se na ovaj način mogu puštati u rad motori koji su spregnuti u trougao. Pomoću prebacača namot statora se priključi najpre u zvezdu, položaj (1) na sl. V.25. Tada je napon po fazi U_{fy} manji od linijskog U_{ld} za $\sqrt{3}$ tj. $U_{fy} = U_{ld}/\sqrt{3}$.

Ako je ekvivalentna impedansa po fazi motora pri puštanju u rad z_k , onda linijska struja pri puštanju (I_{ply}), koja je jednaka faznoj struji, iznosi

$$I_{ply} = \frac{U}{z_k} = \frac{U_{ld}}{\sqrt{3} z_k} \quad (V.96.)$$

Kada motor postigne brzinu onda se prebacač prebaci u položaj (2), (sl. V.25.), te se namoti spregnu u trougao. Tada je struja po fazi (I_{pfd}) manja od linijske

(I_{pfd}) za $\sqrt{3}$ puta, a linijski i fazni naponi su jednaki. Za istu impedansu motora po fazi z_k , struja po fazi je

$$I_{pfd} = \frac{U_1}{z_k}$$

a linijska struja

$$I_{pld} = I_{pfd} \sqrt{3} = \frac{\sqrt{3} U_1}{z_k}$$

Odnos linijskih polaznih struja pri sprezi u zvezdu i trougao je

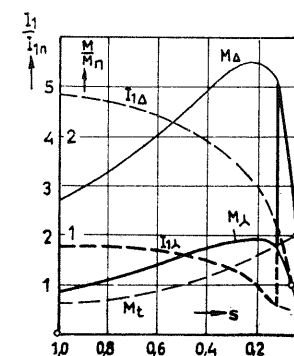
$$\frac{I_{ply}}{I_{pld}} = \frac{1}{3} \quad (V.97.)$$

Prema tome, polazna linijska struja pri sprezi u zvezdu tri puta je manja od polazne linijske struje pri sprezi u trougao i u tome se sastoji dobra osobina prebacača zvezda — trougao. Međutim, mana ovog načina puštanja motora u rad je što je momenat u sprezi u zvezdu tri puta manji od momenta koji se ima kada je namot spregnut u trougao. Prema jednačini (V.11.) momenat asinhronog motora zavisi od kvadrata faznog napona, a ovaj je pri sprezi u zvezdu $\sqrt{3}$ puta manji nego pri sprezi u trougao. Zato se prebacač zvezda — trougao ne može upotrebiti za one uređaje koji pri puštanju u rad zahtevaju veliki polazni momenat kao na primer, dizalice, kranovi, ventilatori i sl.

Promene struje statora i obrtnog momenta pri puštanju u rad i prespajanju prebacačem zvezda — trougao prikazane su na sl. V.26.

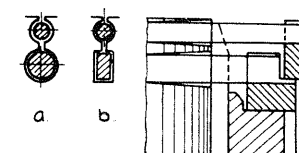
12. ROTOR SA DVOSTRUKIM I DUBOKIM ŽLEBOVIMA

Da bi se poboljšale osobine kratkospojenih asinhronih motora pri puštanju u rad, odnosno da bi se smanjile polazne struje, mnogo je rađeno na konstrukciji rotora u kratkom spoju i predlagan znatan broj raznih rešenja. Najbolje osobine pri puštanju u rad pokazali su ranije pomenute vrste asinhronih motora sa dvostrukim žlebovima, odnosno dvokavezni (Bušero) motori i motori sa dubokim žlebovima. Kod njih se primenom naročito izrađenih kratkospojenih rotora postiže povećanje omskog otpora rotora i smanjenje faznog pomeraja između ems i struje rotora što utiče na poboljšanje karakteristika pri puštanju motora u rad.



Sl. V.26.

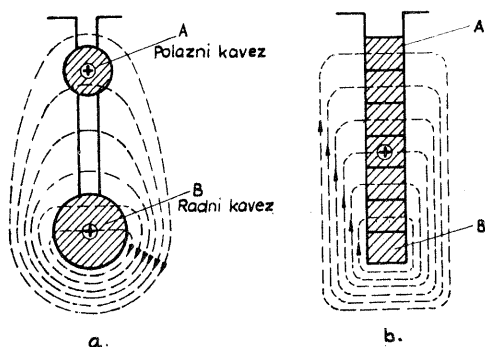
12.1. *Rotor sa dvostrukim žlebovima.* — Danas postoji vrlo veliki broj konstrukcija rotora sa dvostrukim žlebovima. Jedna takva konstrukcija prikazana je na sl. V.27.



Sl. V.27.

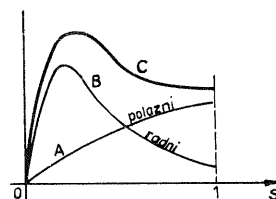
Unutrašnji kavez izrađen je od bakarnih provodnika okruglog (a) ili pravougaonog (b) preseka. Spoljni kavez je izrađen od mesinga. Svaki kavez ima mogućnost nezavisnog aksijalnog širenja, jer se pri puštanju u rad nejednako zagrevaju.

12.1.1. *Princip rada.* Uloga dvostrtkih ili Bušero — žlebova prema sl. V.28.a. ukratko se sastoji u sledećem. Pri puštanju motora u rad, pod pretpostavkom da je put struje iste dužine i u gornjim i u donjim provodnicima, nastaje rasuti fluks. Rasuti fluks donjeg provodnika (B) zatvaraće se oko njega samog, dok se rasuti fluks gornjeg provodnika (A) neće zatvarati samo oko njega i neće prolaziti kroz prerez između gornjeg i donjeg provodnika (bez obzira da li je ovaj prerez ispunjen vazduhom ili bakrom) jer je magnetni otpor veliki, već će ići putem manjeg otpora tj. kroz gvožđe i zatvaraće se i oko provodnika (B). Ovaj rasuti fluks predstavljen je isprekidanim linijama na sl. V.28.a. U trenutku puštanja motora u rad, kada je $f'' = f'$, rasuti fluksovi, budući da su promenljivi, indukuju ems takvog smera da bi njihove struje bile suprotnog smera od struje koja stvara rasuti fluks. Pošto se donji provodnik obuhvata sa većim rasutim fluksom, to će i njegova ems biti veća, pa bi i njena struja bila veća. Rezultat ovog delovanja je takav, kao da se induktivni otpor donjeg provodnika povećao, te kroz njega pri puštanju motora u rad protiče vrlo mala struja, a ostali deo struje je potisnut u gornji provodnik, jer je njegov induktivni otpor manji. Na taj način dolazi do smanjenja struje pri puštanju motora u rad. Međutim, i ovaj manji deo struje u donjem provodniku, čiji je induktivni otpor usled rasipanja veliki, fazno je jako pomeren od ems, pa prema tome donji kavez pri puštanju motora u rad daje neznatan obrtni momenat.



Sl. V.28.

Ako se, pored ovoga, provodnici gornjeg kaveza izrade od materijala većeg specifičnog otpora (na primer od bronzе — mesing legiran sa manganom) onda je njihov omski otpor veći, a pošto je induktivni usled rasipanja mali, onda je struja uglavnom aktivna (u fazi sa ems) pa je polazni momenat gornjeg kaveza veliki. Stoga se gornji kavez (A) naziva polazni. Kada motor krene onda se sve dešava kao i kod ostalih asinhronih motora: učestanost se smanjuje, smanjuje se rasipanje i induktivni otpor usled rasipanja, a struja se deli na donji i gornji kavez obrnuto srazmerno njihovim omskim otporima. Pošto je omski otpor donjeg bakrenog kaveza (B) manji, onda pri normalnom radu najveći deo struje ide kroz njega, pa se donji kavez naziva radnim.



Sl. V.29.

Prema tome, uloga motora sa dvostrukim kavezom je s jedne strane da smanji polaznu struju, a s druge strane da poveća polazni momenat. Odnos između omskog i induktivnog otpora usled rasipanja gornjeg kaveza bira se takav da se pri puštanju u rad ima određena polazna struja, zapravo odnos I_p/I_n i određeni odnos polaznog momenta prema nominalnom M_p/M_n . Kriva momenta može da se dobije računajući po ranije izvedenom obrascu (V.11.) za svaku vrednost klizanja, posebno polaznog kaveza, a posebno radnog i njihova rezultanta biće polazni momenat motora. Tako su na sl. V.29. prikazane krive momenta radnog kaveza (B) koja je sličnog oblika kao za obični kratkospojeni motor, momenta polaznog kaveza (A) koji je u početku veliki ($s = 1$) a sa smanjenjem klizanja znatno opada, jer je struja usled većeg omskog otpora manja, i najзад, kriva rezultantnog polaznog momenta (C). Kombinovanjem oblika polaznih momenata oba kaveza može se dobiti željeni oblik krive rezultantnog momenta na kojoj je najvažnija vrednost polaznog momenta u samom trenutku puštanja u rad ($s = 1$).

Sve što je rečeno o asinhronom motoru sa dvostrukim kavezom može se primeniti i na motor sa dubokim žlebovima (sl. V.28.b.), ako se njegov provodnik zamisli po visini podeljen na niz manjih provodnika.

12.1.2. *Ekvivalentna šema i kružni dijagram.* — Pri razmatranju teorije asinhronog motora sa jednim kavezom na rotoru pokazali smo da obrtnu asinhronu mašinu možemo svesti na transformator sa dva nepokretna namota. Na sličan način obrtnu asinhronu mašinu sa dva namota na rotoru možemo da svedemo na teoriju transformatora sa tri namota.

U teoriji transformatora izvedeni su sledeći odnosi između svedenih vrednosti napona i struja tronamotnog transformatora

$$U' + U_1'' = I' Z' - I_1'' Z_1'' \quad (V.98.)$$

$$U' + U_1''' = I' Z' - I_1''' Z_1''' \quad (V.99.)$$

Ako iz ovih jednačina eliminišemo struju $I' = -I_1'' - I_1'''$ dobićemo

$$-(U' + U_1'') = I_1'' Z_{k12} + I_1'' Z' \quad (V.100.)$$

$$-(U' + U_1''') = I_1'' Z' + I_1''' Z_{k13} \quad (V.101.)$$

gde je $Z_{k12} = Z' + Z_1''$ i $Z_{k13} = Z' + Z_1'''$. Jednačine (V.100.) i (V.101.) izvedene su pod pretpostavkom da je zbir magnetopobudnih sila sva tri namota jednak nuli. Međutim, ovakva pretpostavka je u slučaju asinhronog motora i suviše gruba, pa ćemo uzeti da je

$$I' + I_1'' + I_1''' = I_0$$

Pri uvođenju ove ispravke treba na desnim stranama jednačina (V.100.) i (V.101.) dodati članove koji će uzeti u obzir padove napona u primarnom namotu usled struje I_0

$$-(U' + U_1'') = I_1'' Z_{k12} + I_1'' Z' - I_0 Z_{k1(2)} \quad (V.102.)$$

$$-(U' + U_1''') = I_1'' Z' + I_1''' Z_{k13} - I_0 Z_{k1(3)} \quad (V.103.)$$

12.1.3. *Momenat.* — Obrtni momenti koje razvijaju kavez (2) i (3), prema ekvivalentnoj šemi (sl. V.30.) jednaki su

$$M_2 = q' I_1''^2 R_1'' \frac{1}{s \omega'} \quad (\text{V.109.})$$

$$M_3 = q' I_1'''^2 R_1''' \frac{1}{s \omega'} \quad (\text{V.110.})$$

S obzirom na jednačinu (V.106.) za odnos momenata dobijamo

$$\frac{M_2}{M_3} = \frac{I_1''^2 R_1''}{I_1'''^2 R_1'''} = \frac{R_1'' \left(\frac{R_1''^2}{s^2} + X_1'' \right)}{R_1''' \left(\frac{R_1'''^2}{s^2} + X_1''' \right)} \quad (\text{V.111.})$$

Ukupni obrtni momenat jednak je

$$M = M_2 + M_3 = q' (I_1''^2 R_1'' + I_1'''^2 R_1''') \frac{1}{s \omega'} \quad (\text{V.112.})$$

Na sl. V.32. prikazana je zavisnost odnosa struja i momenata spoljnog i unutrašnjeg kaveza rotora od klizanja za motor sa vrlo velikim radnim otporom spoljnog kaveza.

Iz jednačina (V.106.) i (V.111.) sledi da je pri $s = 1$

$$\frac{I_1''}{I_1'''} \approx j \frac{X_1''}{R_1''}; \quad \frac{M_2}{M_3} \approx \frac{X_1''^2}{R_1'' R_1'''}$$

iz čega zaključujemo da u trenutku puštanja motora u rad struja I_1'' prednjači struji I_1''' za četvrtinu periode.

U blizini sinhronizma ($s = 0$) dobijamo

$$\frac{I_1''}{I_1'''} \approx \frac{R_1''}{R_1'''} \text{ i } \frac{M_2}{M_3} \approx \frac{R_1''}{R_1'''}$$

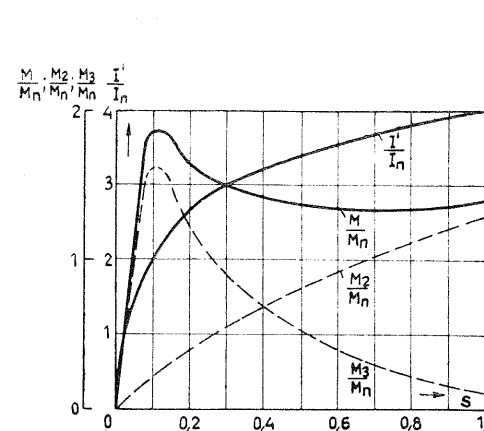
odakle sledi da su struje I_1'' i I_1''' u fazi i da je njihov odnos, kao i odnos momenata, obrnuto srazmeran odnosu omskih otpora kaveza.

Na sl. V.33. prikazana je zavisnost struje i momenata od klizanja, karakteristična za motore sa dvostrukim kavezom na rotoru.

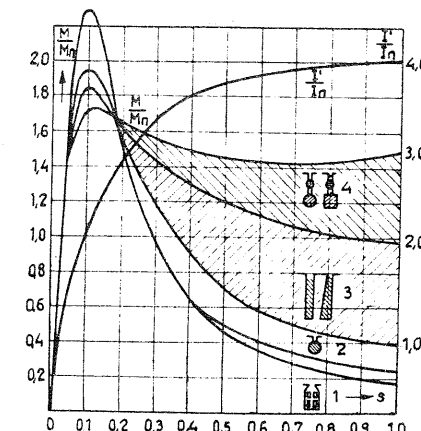
Pri projektovanju asinhronog motora sa dvostrukim kavezom moguće je dobiti neophodne polazne i radne karakteristike motora promenom induktivnog otpora unutrašnjeg kaveza odgovarajućim izborom visine i širine vazdušnog proreza žleba između oba kaveza, a takođe i odgovarajućim izborom njihovog aktivnog otpora. Međutim, treba primetiti da poboljšanje polaznih karakteristika obično povlači za sobom izvesno pogoršanje radnih karakteristika.

Budući da je motor sa dvostrukim kavezom u pogledu konstrukcije i proizvodnje složeniji od motora sa dubokim žlebovima on uglavnom nalazi primenu u uslovima gde se zahtevaju izrazito dobre polazne karakteristike, na primer pri pokretanju mehanizama sa velikim statičkim i dinamičkim otpornim momentima (drobilice, konvejeri, centrifuge itd.).

Na sl. V.34. prikazane su zavisnosti obrtnog momenta od klizanja za motore sa dvostrukim kavezom, sa dubokim i okruglim žlebovima na rotoru i motore sa



Sl. V.33.

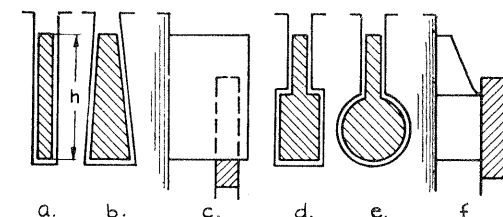


Sl. V.34.

namotanim rotorom. Pri tome je zavisnost struje statora od klizanja kod svih motora usvojena da je jednaka.

12.2. Rotor sa dubokim žlebovima. — Oblici kratkospojenog kaveza rotora sa dubokim žlebovima su danas vrlo različiti (sl. V.35.)

Ovi motori su zasnovani na činjenici da uski visoki provodnik, koji se nalazi u žlebu, ima pri puštanju motora u rad, kada je učestanost struje u rotoru jednaka



Sl. V.35.

učestanosti mreže, znatno veći omski otpor i manju induktivnost, nego pri niskoj učestanosti i nominalnom opterećenju. Kada rotor počne da se obrće učestanost struje u rotoru se smanjuje i induktivni otpor rotora opada.

Povećanje omskog otpora i smanjivanje induktivnosti sa porastom učestanosti objašnjava se delovanjem vihornih struja, koje u provodniku indukuju linije sila rasutog polja rotora. Pri puštanju u rad, kada je učestanost struje u rotoru jednaka učestanosti mreže, u provodnicima se javljaju značajne vihorne struje, koje indukuje polje žlebnog rasipanja. Ove vihorne struje, superponirajući se sa osnovnom strujom kroz provodnik, menjaju raspodelu gustine struje po preseku provodnika. Struja

se uglavnom koncentriše u onom delu provodnika koji je okrenut prema modu-gvožđu i zbog toga električni gubici u provodniku jako porastu, što je ekvivalentno povećanju njihovog omskog otpora, dok se induktivni otpor smanjuje. Sa ubrzanjem rotora učestanost $f'' = sf$ se smanjuje, vihorne struje takode slabe i efekat potiskivanja struje u smeru međugvožđa se ispoljava sve slabije i slabije.

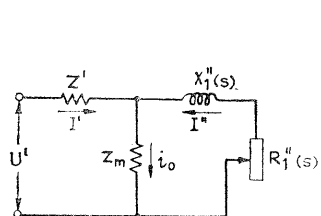
Pri nominalnom opterećenju kada je učestanost f'' mala, gustina struje se praktično po preseku provodnika raspodeljuje ravnomerno.

Vihorne struje se ispoljavaju uglavnom u žlebnom delu veveričinog kaveza, gde omski otpor provodnika sa pravougaonim presekom na račun vihornih struja može da poraste i 3—4 puta, a induktivni da se smanji za oko jednu trećinu.

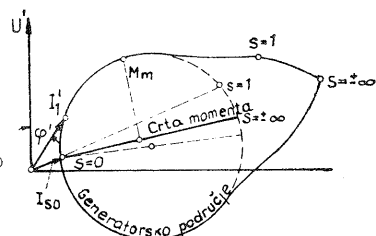
Na osnovi istraživanja motora sa dubokim žlebovima ekvivalentna šema biće slična ekvivalentnoj šemi običnog motora (sl. V.36.), samo sa tom razlikom što otpori sekundarnog kola $R_1''(s)$ i $X_{\gamma 1}''(s)$ nisu konstantne veličine, već se menjaju u zavisnosti od klizanja.

Dijagram struje motora sa dubokim žlebovima nije prema tome krug (sl. V.37.). Samo kod malih vrednosti klizanja dijagram struje prelazi praktično u krug.

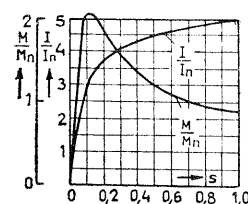
Tipične krive zavisnosti struje i obrtnog momenta od klizanja za motor sa dubokim žlebovima prikazane su na sl. V.38.



Sl. V.36.



Sl. V.37.



Sl. V.38.

U poslednje vreme motori sa dubokim žlebovima sve više istiskuju motore sa kratkospojenim kavezom od okruglih provodnika. Radne osobine motora sa dubokim žlebovima u odnosu na motore sa kavezom izradnim od okruglih provodnika su nešto manje, dok je maksimalni obrtni momenat manji za oko 10—20%. Po svojim radnim karakteristikama motor sa dubokim žlebovima vrlo malo se razlikuje od odgovarajućih motora sa kliznim pretenovima.

13. REGULISANJE BRZINE ASINHRONIH MOTORA

Ranije smo napomenuli da je karakteristika brzine asinhronog motora tvrda tj. da se menja u veoma uskim granicama (svega nekoliko procenata) od praznog hoda do punog opterećenja. Stoga je i prirodno da se regulacija brzine asinhronog motora ne može vršiti ni lako ni efikasno. Efikasnost regulisanja brzine karakterišu:

— granice u kojima se brzina obrtanja može regulisati, a koje se obično daju odnosom maksimalne i minimalne regulisane brzine ($n_{\max} : n_{\min}$),

— ekonomičnost regulisanja, pod čime se podrazumeva da li se i koliko pri regulisanju povećavaju gubici u motoru ili u uređaju za regulisanje (a s time smanjuje stepen iskorišćenja) i da li je skupa oprema kojom se reguliše brzina,

— karakter regulisanja, odnosno da li se brzina motora reguliše u skokovima i kolikim ili kontinualno, i

— jednostavnost i sigurnost regulisanja.

Iz napred izvedenih analitičkih izraza možemo izvesti zaključke u pogledu metoda regulacije brzine obrtanja asinhronih motora.

Iz jednačine (III.5).

$$n = (1 - s) n'$$

sledi da brzina obrtanja trofaznih asinhronih motora zavisi od klizanja i od brzine obrtanja magnetnog obrtnog polja.

Brzina obrtanja motora se može prema tome regulisati menjajući na bilo koji način s i n' .

Ako rešimo jednačinu momenta (V.11.) po klizanju dobijamo

$$s = f(U', M, \Omega', R', R_1'', X_{\gamma 1}'', X_{\gamma k 1}'') \quad (V.113.)$$

Poslednja jednačina pokazuje da se pri konstantnom otpornom momentu na osovini i $\Omega' = \text{const}$ može izvršiti regulacija klizanja asinhronog motora na sledeći način:

1. Promenom napona koji dovodimo na stator
2. Promenom otpora u strujnom kolu statora i rotora
3. Promenom učestanosti mreže
4. Promenom broja parova polova.

$$n' = \frac{60f}{p}$$

sledi da se regulacija brzine obrtanja magnetnog polja može izvršiti na dva načina:

3. Promenom učestanosti mreže
4. Promenom broja parova polova.

Osim četiri navedena načina, regulacija brzine se može izvesti pomoću tzv. kaskadnih sprega asinhronih motora sa drugim električnim mašinama.

Suština kaskadnih sprega za regulaciju brzine sastoji se u tome da se energija predata preko magnetnog polja od statora rotoru motora, samo delimično pretvara neposredno u mehaničku energiju na osovini. Ostali deo se posle odbitka gubitaka u rotorskom namotu vraća natrag u primarnu mrežu ili se pretvara u dodatnu mehaničku energiju pomoću drugih mašina, koje su spregnute sa kolom rotora motora u naročitim spojevima.

Mogućnost ovakve regulacije proizilazi iz jednačine

$$s = \frac{P_{ob} - P_r}{P_{ob}}$$

gde je P_{ob} — snaga koja se predaje rotoru, a P_r — mehanička snaga na osovini.

Menjajući razliku $P_{ob} - P_r$ između snage koja se predaje rotoru P_{ob} i mehaničke snage na osovini P_r , može se kaskadnom spregom regulisati klizanje motora s .

Regulacija klizanja promenom primarnog napona nalazi praktičnu primenu samo u nekim intermitiranim pogonima i odlučujući nedostatak ovakve regulacije je smanjenje prevalnog momenta proporcionalno kvadratu priključenog napona.

13.1. Rotorski otpornik. — Ovaj način regulisanja brzine može se primeniti samo za motore sa namotanim rotorom i kliznim prstenovima. Motor, kao što je uvek slučaj, radi pod stalnim naponom ($U' = \text{const}$) i pri stalnoj učestanosti mreže ($f' = \text{const}$). Neka je motor opterećen stalnim opterećenjem tako da razvija stalni momenat ($M = \text{const}$, što je na primer slučaj kod struga kada reže određenu debljinu materijala bez obzira na brzinu obrtanja) i neka je rotorski otpornik potpuno isključen. Tada rad motora karakterišu određene struje statora i rotora, određena vrednost zajedničkog obrtnog fluksa, klizanja, stepena iskorišćenja i sačinioća snage. Ako sada uključimo jedan deo rotorskog otpornika (koji je proračunat za stalno uključanje, a ne samo za puštanje u rad), onda, pošto je napon stalan, ostaje nepromenjena kontra ems statora $E' = \text{const}$ i obrtni zajednički fluks $\Phi_{ob} = \text{const}$, a struja rotora $I'' = sE_k/Z'' = E''/Z''$ počinje da se smanjuje, pošto je otpor rotora povećan. Smanjenje struje prouzrokuje smanjenje obrtnog momenta, a pošto je otporni momenat stalan, brzina motora počinje se smanjivati ili, što je isto, klizanje se povećava. Čim se poveća klizanje poveća se brzina presecanja rotorovih provodnika od strane obrtnog polja pa se povećava i ems rotora E'' , a time i struja rotora I'' po veličini (i po fazi) sve do vrednosti koju je imala ranije ($I'' \cos \psi'' = \text{const}$, $\Phi_{ob} = \text{const}$), tako da se obrtni momenat izjednači sa kočnim momentom. Prema tome, povećanjem omskog otpora rotora pomoću rotorskog otpornika smanjuje se brzina obrtanja motora i reguliše na željenu vrednost. Valja napomenuti da se na ovaj način brzina asinhronog motora može samo smanjiti i ne može se postići brzina veća od nominalne. Koliki će biti skokovi brzine pri regulisanju zavisi od skokova otpora na rotorskom otporniku.

Pošto se pri ovom struja ne menja, ne menja se ni struja statora, te je zbog stalnosti primarnog napona stalna i utrošena snaga motora

$$P' = q' U' I' \cos \varphi = \text{const} \quad (\text{V.114.})$$

Međutim, korisna snaga motora

$$P = M \Omega = M \frac{2\pi}{60} n \quad (\text{V.115.})$$

je posle regulisanja manja, pošto je momenat ostao isti a brzina se smanjila. Smanjenje korisne snage iznosi onoliko koliko se troši snage u rotorskom otporniku. Ovaj utrošak snage smatramo kao povećanje gubitaka. Stoga se stepen iskorišćenja motora

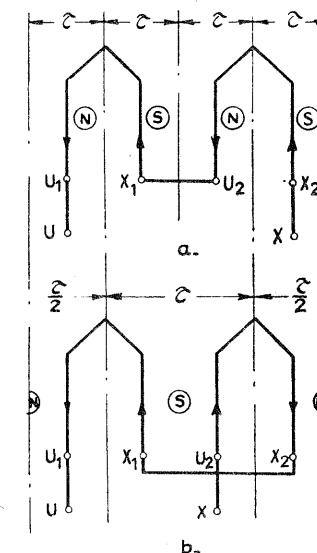
$$\eta = \frac{P}{P'} = \frac{M \frac{2\pi}{60} n}{P'} = c n \quad (\text{V.116.})$$

smanjuje srazmerno sa smanjenjem brzina obrtanja. Ovo pretstavlja najveću manu te je ovaj način regulisanja brzine u širim granicama neekonomičan. On se zato upotrebljava samo za smanjenje brzine do za 20% i efikasan je samo pri punom opterećenju. Ovde treba napomenuti da rotorski otpornik za regulisanje brzine mora biti proračunat tako da se ne zagreva preko dozvoljene granice tokom čitavog vremena regulisanja. Prema tome, rotorski otpornik za puštanje motora u rad, koji je proračunat samo za kratkotrajan rad, nemože se upotrebiti za regulisanje brzine, jer bi se suviše zagrevao i pregoreo.

13.2. Regulisanje brzine promenom broja polova. — Prema opštem obrascu za sinhronu brzinu obrtanja (III.1.)

$$n' = \frac{60 f}{p}$$

vidimo da se brzina obrtnog polja, pa time i brzina obrtanja rotora, može promeniti promenom broja pari polova p . Promena broja pari polova može se ostvariti na dva načina. Prvo, stavljanjem dva posebna namota statora sa nejednakim brojem pari polova, pa se po želji, upotrebom jednog (p_1) ili drugog (p_2) dobijaju različite brzine obrtanja. Drugo, stavljanjem jednog namota čiji se mnogobrojni odvojci izvode do jednog prebacača pomoću koga se namot spreže tako da ima dve vrednosti pari polova (p_1) i (p_2). Ovaj drugi način može se prosto objasniti pomoću šema na sl. V.39. Neka se namot statora sastoji iz dva navojna dela $U_1 X_1$ i $U_2 X_2$ vezanih na red kao na sl. V.39.a, kroz čije provodnike u posmatranom trenutku teku struje u označenim smerovima. Prema smerovima struja vidimo da se ovim načinom vezivanja dobijaju četiri pola ($p_1 = 2$). Ako krajeve navojnih delova prevezemo prema sl. V.39.b., onda će prema smerovima struje postojati dva pola ($p_2 = 1$). Ovim načinom brzina motora se menja u odnosu 1 : 2. Na ovaj način reguliše se brzina motora sa kratkospojenim rotorom, jer bi se kod namotanih rotora morali prevezivati i navojni delovi rotora, što bi izazvalo velike teškoće. Kratkospojeni rotori prilagođavaju se svakom broju pari polova statora. Promenom brzine pomoću broja polova statora. Promenom brzine pomoću broja polova statora. Promenom brzine pomoću broja polova statora.



Sl. V.39.

13.3. Regulacija brzine obrtanja motora promenom učestanosti primarne mreže. — Ovakav način regulacije izvodi se jedino u slučaju kada se motor napaja iz specijalnog sinhronog ili komutatorskog generatora.

Pri ovakvom načinu regulacije se nastoji da se promenom učestanosti ne pogoršaju radne karakteristike motora. To se postiže na taj način što se istovremeno sa promenom učestanosti f reguliše i napon U' , kako se ne bi promenilo magnetno zasićenje mašine.

Približno se može uzeti da je

$$U' = f \Phi$$

Prema tome, da bi se vrednost magnetnog fluksa u međugvožđu održala konstantnom, a time i zasićenje mašine, moramo pri regulaciji učestanosti zadržati odnos

$$\frac{U'}{f} = \Phi = \text{const}$$

Razmotrimo sada uticaj ovog uslova na radne osobine mašine. Položaj tačaka T_{∞} ($s = \pm \infty$) i T_k ($s = 1$) na kružnom dijagramu (sl. V.13.) menjaće se sa regulacijom učestanosti, jer se menjaju odnosi

$$\frac{R' - R}{X_{\gamma k1}} \text{ (za } s = \pm \infty \text{)}$$

i

$$\frac{R'}{X_{\gamma k1}} \text{ (za } s = 1 \text{)}$$

i to obrnuto proporcionalno sa učestanošću. Ipak, pomeranje tačaka T_{∞} i T_k i pri znatnim promenama učestanosti neće biti veliko, što znači da neće doći do znatnijeg pomeranja pravca momenta i snage.

Treba ukazati na to da se pri istovremenom i proporcionalnom regulisanju napona U' i učestanosti f' radne osobine motora menjaju samo neznatno i zato je ovakav način regulacije brzine obrtanja motora dosta ekonomičan.

13.4. Kaskadna veza. — Kod kaskadnog sprezanja dveju asinhronih mašina sprežu se njihovi rotori zajedničkom osovinom ili pomoću reduktora (sl. V.40.).

Na klizne kolutove rotora prve mašine obično se priključi rotor druge mašine, pa je njegov stator u tom slučaju sekundarna strana. Namoti rotora spajaju se tako da su obrtni momenti kod obe mašine usmereni na istu stranu.

Odredićemo brzinu obrtanja kaskadnog agregata n_k , ako pojedine mašine imaju p_1 i p_2 pari polova.

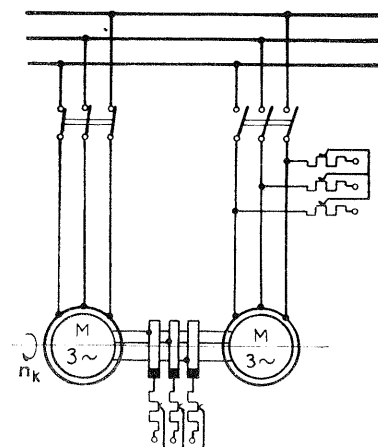
Pri brzini n_k agregata, učestanost struje i ems u kolu rotora jednaka je

$$f'' = \frac{n' - n_k}{60} p_1$$

gde je

n' — brzina obrtanja magnetnog polja prve mašine

$$n' = \frac{60 f'}{p_1}$$



Sl. V.40.

Magnetno polje druge mašine obrće se prema njegovom primarnom namotu (rotoru) brojem obrta u minuti koji je jednak

$$\frac{60 f''}{p_2} = (n' - n_k) \frac{p_1}{p_2}$$

Druga, kratkospojena mašina, može raditi stabilno kao motor samo kod onih brzina koje su u blizini obrtanja njenog magnetnog polja, tj u blizini brzine koja je jednaka

$$n_k = (n' - n_k) \frac{p_1}{p_2}$$

ili

$$n_k = \frac{n' p_1}{p_1 + p_2} = \frac{60 f'}{p_1 + p_2} \quad (\text{V.117.})$$

Poslednja jednačina pokazuje da je sinhrona brzina kaskadnog agregata jednaka sinhronoj brzini motora čiji je broj pari polova ($p_1 + p_2$).

Na taj način pomoću kaskadne sprege dveju asinhronih mašina mogu se postići tri stabilna stepena brzine obrtanja i to:

$$n' = \frac{60 f'}{p_1}$$

kada je na mrežu priključen samo prvi motor,

$$n'' = \frac{60 f'}{p_2}$$

kada je na mrežu priključen samo drugi motor, i

$$n_k = \frac{60 f'}{p_1 + p_2}$$

kada su oba motora kaskadno spregnuta.

Snaga P_{ob} koja se preko obrtnog polja predaje sa statora rotoru deli se na dva dela. Prvi deo u obliku mehaničke energije predaje se na vratilo mašine i on iznosi

$$P'_2 = P_{ob} \frac{n_k}{n'}$$

dok je drugi deo proporcionalan klizanju i jednak

$$P''_2 = P_{ob} \frac{n' - n_k}{n}$$

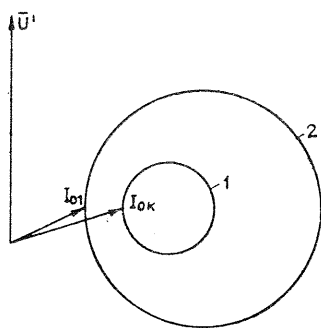
Ovaj drugi deo se predaje drugom motoru u obliku električne snage koja se u njemu pretvara u mehaničku snagu.

Odnos snaga koje se predaju vratilu po svakoj mašini jednak je, ako zanemarimo gubitke,

$$\frac{P'_2}{P''_2} = \frac{n_k}{n - n_k} = \frac{p_1}{p_2} \quad (\text{V.118.})$$

Pri radu kaskadnog agregata troši se reaktivna snaga koju prva mašina uzima iz mreže za stvaranje magnetnog polja obeju mašina, pa je zato struja praznog hoda kaskade znatno veća nego pri radu samo jedne mašine. Otpor kratkog spoja je zbog rednog spajanja dveju mašina veći, a struja kratkog spoja manja nego kod jedne mašine. Ovo dovodi do znatnog smanjenja faktora snage i maksimalnog momenta kaskade što se vidi i iz dijagrama (sl. V.41.) na kome je prikazan dijagram struje kaskade (1) i individualnog rada motora (2). Dijagram struje kaskade je pretstavljen radi uprošćenja kao krug, iako je to ustvari kriva četvrtog reda, vrlo bliska krugu.

Ako se kaskada izvede sprežanjem motora sa promenljivim brojem polova možemo postići veći broj stepena brzina.



Sl. V.41.

13.5. Regulacija brzine obrtanja asinhronog motora rekuperacijom energije klizanja (podsinkrona kaskada).

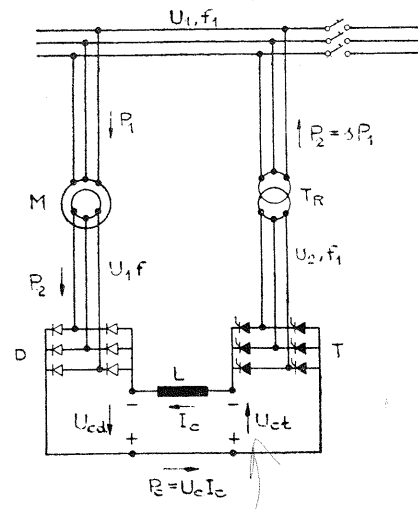
— Ovaj način regulacije brzine obrtanja asinhronih motora sa prstenovima koristi poluprovodničke elemente za usmeravanje struje rotora i vraćanje energije u mrežu. Na sl. V.42. data je električna šema podsinkrone kaskade. Trofazni rotor je priključen na usmerački most (D) kojim se promenljive naizmenične električne veličine rotora pretvaraju u jednosmerne da bi se pomoću invertora (T) pretvorile u naizmeničnu struju i napon učestanosti mreže radi rekuperacije dela električne energije rotora (energije klizanja). Regulisanje energije vraćene u mrežu pa i brzine obrtanja vrši se promenom ugla paljenja tiristora (T) što odlično odgovara uslovima automatske regulacije. Transformator (Tr) služi da naizmenični napon tiristora prilagodi naponu mreže. Karakteristike regulacije brzine slične su onima koje se postižu napajanjem asinhronog motora sa strane statora promenljivim naponom i promenljivom učestanošću od nominalnih vrednosti na niže. Step en iskorišćenja sistema je veoma dobar i teorijski je jednak jedinici za razliku od regulacije brzine pomoću otpornika ali je zato sačinilac snage loš naročito pri nižim brzinama. Snaga pretvaračke grupe, pa i njena cena, zavise od opsega regulacije. Očigledan nedostatak ovog zaista dobrog načina regulacije je visoka cena potrebne opreme. Međutim kako cena poluprovodnika sve više opada, poslednjih godina se podsinkrona kaskada sve više primenjuje, naročito u pogonima pumpnih i ventilatorskih postrojenja velikih snaga.

Ako se kaskada izvede sprežanjem motora sa promenljivim brojem polova možemo postići veći broj stepena brzina.

14. NESIMETRIČNO OPTEREĆENJE ASINHRONOG MOTORA

Fazni naponi i struje vezani su Omovim zakonom u kompleksnom obliku jednačinama

$$\begin{aligned} U_u &= Z_u I_u \\ U_v &= Z_v I_v \\ U_w &= Z_w I_w \end{aligned} \quad (V.119.)$$



Sl. V.42.

$$W_R = W_s - W_R$$

u kojima su Z_u , Z_v i Z_w impedanse namota faza U , V i W . Ako je ovakav trofazni sistem nesimetričan, onda napone i struje možemo, kao što je poznato, izraziti pomoću simetričnih komponenata unifaznog, direktnog i inverznog sistema, odnosno

$$\begin{aligned} U_u &= U_0 + U_{ud} + U_{ui} \\ U_v &= U_0 + a^2 U_{ud} + a U_{ui} \\ U_w &= U_0 + a U_{ud} + a^2 U_{ui} \end{aligned} \quad (V.120.)$$

$$\begin{aligned} I_u &= I_0 + I_{ud} + I_{ui} \\ I_v &= I_0 + a^2 I_{ud} + a I_{ui} \\ I_w &= I_0 + a I_{ud} + a^2 I_{ui} \end{aligned} \quad (V.121.)$$

gde je:

$$\begin{aligned} a &= \text{kompleksni operator: } a = e^{j120} = -0,5 + j0,866; \\ a^2 &= e^{j240} = -0,5 - j0,866 \end{aligned}$$

U_0 , U_{ud} , U_{ui} — unifazna, direktna i inverzna simetrična komponenta napona faze U

I_0 , I_{ud} , I_{ui} — unifazna, direktna i inverzna simetrična komponenta struje faze U .

Kada su date vrednosti faznih napona nesimetričnog trofaznog sistema U_u , U_v i U_w , onda se mogu iz jednačina (V.120.) odrediti simetrične komponente napona. Ako najpre saberemo jednačine (V.120.) zatim drugu pomnožimo sa a , a treću sa a^2 pa saberemo i najzad ako drugu pomnožimo sa a^2 a treću sa a pa saberemo, dobijamo tri nove jednačine koje daju vrednost simetričnih komponenata napona, odnosno

$$\begin{aligned} U_0 &= \frac{1}{3} (U_u + U_v + U_w) \\ U_{ud} &= \frac{1}{3} (U_u + a U_v + a^2 U_w) \\ U_{ui} &= \frac{1}{3} (U_u + a^2 U_v + a U_w) \end{aligned} \quad (V.122.)$$

Postupajući na sličan način sa jednačinama (V.121.) mogu se dobiti i izrazi za izračunavanje vrednosti simetričnih komponenata struje faze U

$$\begin{aligned} I_0 &= \frac{1}{3} (I_u + I_v + I_w) \\ I_{ud} &= \frac{1}{3} (I_u + a I_v + a^2 I_w) \\ I_{ui} &= \frac{1}{3} (I_u + a^2 I_v + a I_w) \end{aligned} \quad (V.123.)$$

Nesimetrija u radu asinhronog motora može da nastupi iz više razloga. Može, na primer, asinhroni motor biti priključen na nesimetričan sistem napona, a da su impedanse namota pojedinih faza jednake. U drugom slučaju može sistem napona biti simetričan, ali su impedanse namota različite po vrednosti što takođe stvara električnu nesimetriju u radu asinhronog motora. Nesimetričnim radom trofaznog asinhronog motora može se smatrati i prekidi jedne faze itd. Svaka od navedenih ili sličnih vrsta nesimetrije kod asinhronog motora ima različite posledice, pa se mora posebno i razmatrati.

14.1. Trofazni asinhroni motor priključen na nesimetričan sistem napona. — U ovom slučaju ćemo pretpostaviti da su impedanse namota pojedinih faza jednake i da je motor spregnut u zvezdu. Usled nesimetričnog napona biće i struje pojedinih faza nesimetrične i za njih vrede jednačine kao i ranije

$$\begin{aligned} I_u &= I_o + I_{ud} + I_{ui} \\ I_v &= I_o + a^2 I_{ud} + a I_{ui} \\ I_w &= I_o + a I_{ud} + a^2 I_{ui} \end{aligned} \quad (V.121.)$$

Kao i u opštem slučaju, svaka simetrična komponenta napona biće jednaka proizvodu između odgovarajuće komponente struje i impedanse. Stoga jednačine (V.121.) možemo proširiti pišući

$$\begin{aligned} U_u &= U_o + U_{ud} + U_i = Z_o I_o + Z_d I_{ud} + Z_i I_{ui} \\ U_v &= U_o + a^2 U_{ud} + a U_{ui} = Z_o I_o + a^2 Z_d I_{ud} + a Z_i I_{ui} \\ U_w &= U_o + a U_{ud} + a^2 U_{ui} = Z_o I_o + a Z_d I_{ud} + a^2 Z_i I_{ui} \end{aligned} \quad (V.120.a.)$$

gde su: Z_o , Z_d , Z_i unifazna, direktna i inverzna komponenta impedanse, koje su jednake za sve tri faze. Ako, kao što je obično slučaj, motor nema neutralni provodnik onda su unifazna komponenta struje, pa prema tome i unifazna komponenta napona, jednaki nuli

$$I_o = \frac{1}{3} (I_u + I_v + I_w) = 0$$

$$U_o = Z_o I_o = 0$$

S ovim uslovom, za ovaj slučaj, jednačine (V.121.) i (V.120.a.) glase

$$\begin{aligned} I_u &= I_{ud} + I_{ui} \\ I_v &= a^2 I_{ud} + a I_{ui} \\ I_w &= a I_{ud} + a^2 I_{ui} \end{aligned} \quad (V.124.)$$

$$\begin{aligned} U_u &= Z_d I_{ud} + Z_i I_{ui} \\ U_v &= a^2 Z_d I_{ud} + a Z_i I_{ui} \\ U_w &= a Z_d I_{ud} + a^2 Z_i I_{ui} \end{aligned} \quad (V.125.)$$

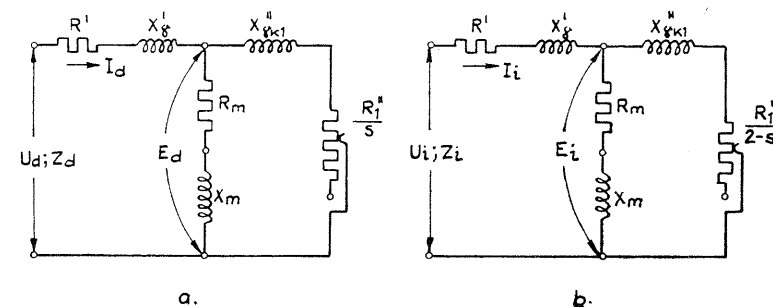
Za rešavanje jednačina (V.124.) i (V.125.) potrebno je znati vrednosti simetričnih komponenata impedanse direktnog (Z_d) i inverznog (Z_i) sistema. Ove vrednosti se mogu izračunati iz ekvivalentnih šema asinhronog motora koje su prikazane

na sl. 43. Ekvivalentna šema na sl. V.43.a. se odnosi na direktni sistem, a na sl. V.43.b. na inverzni sistem. Za ove šeme moraju biti poznati parametri asinhronog motora

R' i R'' — omski otpori po fazi namota statora i rotora

X'_γ i $X''_{\gamma k}$ — induktivni otpori usled rasipanja po fazi namota statora i ukočenog rotora

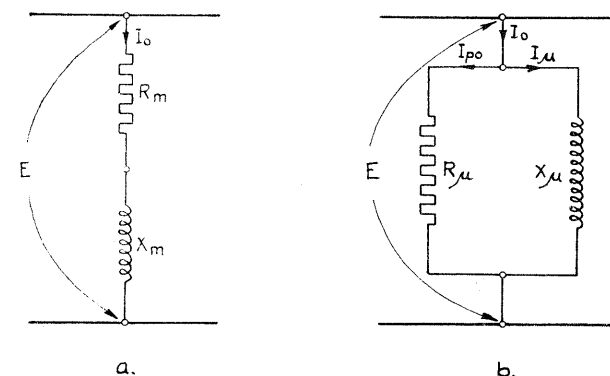
R_m i X_m — omski i induktivni otpor grane magnetećenja.



Sl. V.43.

Poslednja dva otpora mogu se izračunati prema sl. V.44.a. i V.44.b. koja predstavlja detalje grane magnetećenja za razne ekvivalentne šeme. Prema oznakama sa ovih šema ima se

$$Z_m = R_m + jX_m = \frac{R_\mu X_\mu^2}{R_\mu^2 + X_\mu^2} + j \frac{R_\mu^2 X_\mu}{R_\mu^2 + X_\mu^2}$$



Sl. V.44.

a omski otpor R_μ koji odgovara gubicima u gvožđu i induktivni X_μ koji je srazmeran sa strujom magnetčenja (reaktivnom komponentom struje praznog hoda) iznose

$$R_\mu = \frac{P_{Fe}}{q I_{po}^2} = \frac{q E^2}{P_{Fe}}$$

$$X_\mu = \frac{E}{I_\mu}$$

gde su E — kontraems pri nominalnom opterećenju

P_{Fe} — gubici u gvožđu

Kada se znaju parametri asinhronog motora, onda se, prema ekvivalentnim šemama na sl. V.43. mogu odrediti impedanse direktnog i inverznog sistema

$$Z_d = Z' + \frac{Z_m Z''_{k1d}}{Z_m + Z''_{k1d}} \quad (V.126.)$$

$$Z_i = Z' + \frac{Z_m Z''_{k1i}}{Z_m + Z''_{k1i}} \quad (V.127.)$$

gde je $Z' = R' + jX'_\gamma$; $Z''_{k1d} = \frac{R_1''}{s} + jX''_{\gamma k1}$; $Z''_{k1i} = \frac{R_1''}{2-s} + jX''_{\gamma k1}$

Kada se prema ekvivalentnim šemama na sl. V.43. i jednačinama (V.126.) i (V.127.), izračunaju impedanse direktnog i inverznog sistema (Z_d i Z_i), onda se mogu, rešavanjem sistema jednačina (V.125.) izračunati vrednosti struja direktnog i inverznog sistema. Kao rezultat dobija se

$$I_{ud} = \frac{U_v - a U_u}{(a^2 - a) Z_d} \quad (V.128.)$$

$$I_{ui} = \frac{a^2 U_u - U_v}{(a^2 - a) Z_i} \quad (V.129.)$$

Kada su određene struje direktnog i inverznog sistema faze U , onda se mogu, prema jednačinama (V.124.) izračunati struje pojedinih faza I_u , I_v i I_w .

Kada je sistem napona i struja nesimetričan onda nije ni sačinilac snage isti, već se mora izračunati posebno, za svaku fazu. Ako je za jednu fazu izraz za napon $U_u = a + jb$, a za struju $I_u = c + jd$, onda je sačinilac snage faze U

$$\cos \varphi_u = \cos \left(\arctg \frac{b}{a} - \arctg \frac{d}{c} \right) \quad (V.130.)$$

Sa ovim može se odrediti i električna snaga koja se dovodi svakoj fazi motora

$$\begin{aligned} P'_u &= U_u I_u \cos \varphi_u \\ P'_v &= U_v I_v \cos \varphi_v \\ P'_w &= U_w I_w \cos \varphi_w \end{aligned} \quad (V.131.)$$

tako da je ukupna utrošena snaga motora

$$P' = P'_u + P'_v + P'_w \quad (V.132.)$$

Ako želimo da izračunamo momenat motora, moramo najpre izračunati ems direktnog i inverznog sistema. Vrednost ems direktnog i inverznog sistema može se izračunati iz ekvivalentnih šema na sl. V.43. ako su poznati parametri kola, i ako su na prethodno opisani način izračunate komponente struja direktnog i inverznog sistema. Tako se prema ekvivalentnim šemama ima

$$\begin{aligned} E_d &= U_d - Z' I_d \\ E_i &= U_i - Z' I_i \end{aligned} \quad (V.133.)$$

Kako je $U_d = Z_d I_d$ i $U_i = Z_i I_i$ biće

$$\begin{aligned} E_d &= (Z_d - Z') I_d \\ E_i &= (Z_i - Z') I_i \end{aligned} \quad (V.133.a.)$$

Ems direktnog sistema stvoriće obrtni momenat, čiji je izraz

$$M_d = \frac{q''}{\Omega'} \frac{R_1''}{s} \frac{E_{1d}''^2}{\left(\frac{R_1''}{s}\right)^2 + X_{\gamma k1}''^2} \quad (V.134.)$$

Ems inverznog sistema (E_i) stvaraće inverzni tj. kočni momenat, čiji je izraz

$$M_i = \frac{q''}{\Omega'} \frac{R_1''}{2-s} \frac{E_{1i}''^2}{\left(\frac{R_1''}{2-s}\right)^2 + X_{\gamma k1}''^2} \quad (V.135.)$$

Razlika ova dva momenta pretstavljaće momenat rotora

$$M_r = M_d - M_i$$

a korisni momenat rotora biće

$$M = M_r - M_o$$

gde je M_o — momenat pri praznom hodu koji je srazmeran mehaničkim gubicima snage u motoru.

14.2. Trofazni asinhroni motor, čije su impedanse faznih namota nejednake, priključen na simetrični sistem napona. — Kada su parametri motora različiti, tj. kada su impedanse faza različite, opet za struje pojedinih faza važe jednačine (V.121.) kao i ranije

$$\begin{aligned} I_u &= I_o + I_{ud} + I_{ui} \\ I_v &= I_o + a^2 I_{ud} + a I_{ui} \\ I_w &= I_o + a I_{ud} + a^2 I_{ui} \end{aligned} \quad (V.121.)$$

Međutim, u ovom slučaju, zbog nejednakosti impedansa, svaka komponenta struje izaziva odgovarajući pad napona u svakoj fazi, a odgovarajući padovi napona poje-

dinih faza nisu jednaki. Stoga se naponi pojedinih faza moraju izraziti na sledeći način

$$\begin{aligned} U_u &= U_{uo} + U_{ud} + U_{ui} = Z_{uo} I_o + Z_{ud} I_{ud} + Z_{ui} I_{ui} \\ U_v &= U_{vo} + U_{vd} + U_{vi} = Z_{vo} I_o + a^2 Z_{vd} I_{ud} + a Z_{vi} I_{ui} \\ U_w &= U_{wo} + U_{wd} + U_{wi} = Z_{wo} I_o + a Z_{wd} I_{ud} + a^2 Z_{wi} I_{ui} \end{aligned} \quad (V.136.)$$

Prema jednačini (V.122.) mogu se iz jednačina (V.136.) izračunati simetrične komponente napona, samo će one zbog nejednakosti impedansa imati komplikovaniji izraz

$$\begin{aligned} U_o &= \frac{1}{3} (U_u + U_v + U_w) = \frac{1}{3} (Z_{uo} + Z_{vo} + Z_{wo}) I_o + \\ &+ \frac{1}{3} (Z_{ud} + a^2 Z_{vd} + a Z_{wd}) I_{ud} + \frac{1}{3} (Z_{ui} + a Z_{vi} + a^2 Z_{wi}) I_{ui} \\ U_{ud} &= \frac{1}{3} (U_u + a U_v + a^2 U_w) = \frac{1}{3} (Z_{uo} + a Z_{vo} + a^2 Z_{wo}) I_o + \\ &+ \frac{1}{3} (Z_{ud} + Z_{vd} + Z_{wd}) I_{ud} + \frac{1}{3} (Z_{ui} + a^2 Z_{vi} + a Z_{wi}) I_{ui} \\ U_{ui} &= \frac{1}{3} (U_u + a^2 U_v + a U_w) = \frac{1}{3} (Z_{uo} + a^2 Z_{vo} + a Z_{wo}) I_o + \\ &+ \frac{1}{3} (Z_{ud} + a Z_{vd} + a^2 Z_{wd}) I_{ud} + \frac{1}{3} (Z_{ui} + Z_{vi} + Z_{wi}) I_{ui} \end{aligned} \quad (V.137.)$$

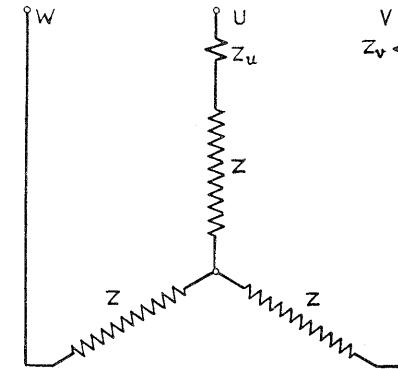
Ako izraze impedanse u zvezdama označimo sa

$$\begin{aligned} \bar{\zeta}_{oo} &= \frac{1}{3} (Z_{uo} + Z_{vo} + Z_{wo}) & \bar{\zeta}_{od} &= \frac{1}{3} (Z_{uo} + a Z_{vo} + a^2 Z_{wo}) \\ \bar{\zeta}_{oi} &= \frac{1}{3} (Z_{uo} + a^2 Z_{vo} + a Z_{wo}) \\ \bar{\zeta}_{di} &= \frac{1}{3} (Z_{ud} + a^2 Z_{vd} + a Z_{wd}) & \bar{\zeta}_{do} &= \frac{1}{3} (Z_{vd} + Z_{vd} + Z_{wd}) \\ \bar{\zeta}_{dd} &= \frac{1}{3} (Z_{ud} + a Z_{vd} + a^2 Z_{wd}) \\ \bar{\zeta}_{id} &= \frac{1}{3} (Z_{ui} + a^2 Z_{vi} + a^2 Z_{wi}) & \bar{\zeta}_{ii} &= \frac{1}{3} (Z_{ui} + a^2 Z_{vi} + a Z_{wi}) \\ \bar{\zeta}_{io} &= \frac{1}{3} (Z_{ui} + Z_{vi} + Z_{wi}) \end{aligned} \quad (V.138.)$$

onda dobijemo izraze za simetrične komponente napona, slične jednačinama (V.120.a.)

$$\begin{aligned} U_o &= \bar{\zeta}_{oo} I_o + \bar{\zeta}_{di} I_{ud} + \bar{\zeta}_{id} I_{ui} \\ U_{ud} &= \bar{\zeta}_{od} I_o + \bar{\zeta}_{do} I_{ud} + \bar{\zeta}_{ii} I_{ui} \\ U_{ui} &= \bar{\zeta}_{oi} I_o + \bar{\zeta}_{dd} I_{ud} + \bar{\zeta}_{io} I_{ui} \end{aligned} \quad (V.139.)$$

samo impedanse označene sa $\bar{\zeta}$ imaju komplikovanije izraze date jednačinama (V.138.). Ovaj način izračunavanja simetričnih komponenta napona i struja pomoću devet različitih koeficijenata prilično je komplikovan i dug. Ali on vredi za opšti slučaj.



Sl. V.45.

Međutim, u konkretnim slučajevima izračunavanje se može uprostiti. Da bi se to pokazalo, uzimamo jedan poseban slučaj, šematski prikazan na sl. V.45. Namoti statora asinhronog motora spregnuti su u zvezdu bez neutralnog provodnika i priključeni su na simetričan sistem linijskih napona mreže. Međutim, impedanse pojedinih faza nisu jednake. Jednake delove impedansa pojedinih faza obeležimo sa Z , a to je i vrednost impedanse faze U , a deo koji čini nesimetriju faze u sa Z_u odnosno faze V sa Z_v .

Pošto pri sprezi u zvezdu nema neutralnog provodnika, neće postojati unifazna komponenta struje, te će jednačina (V.121.) za struje pojedinih faza glasiti

$$\begin{aligned} I_u &= I_{ud} + I_{ui} \\ I_v &= a^2 I_{ud} + a I_{ui} \\ I_w &= a I_{ud} + a^2 I_{ui} \end{aligned} \quad (V.121.a.)$$

Pošto su linijski naponi U_1 simetrični, u faznim naponima ne može postojati inverzni sistem, već samo direktni i nulti, koji pomera zvezdište faznih napona. Stoga će jednačine (V.120.) za fazne napone glasiti

$$\begin{aligned} U_u &= U_o + U_{ud} \\ U_v &= U_o + a^2 U_{ud} \\ U_w &= U_o + a U_{ud} \end{aligned} \quad (V.120.a.)$$

Kada prethodno rečeno, primenimo na jednačine (V.139.), onda za simetrične komponente napona dobijamo

$$\begin{aligned} U_o &= \bar{\zeta}_{di} I_{ud} + \bar{\zeta}_{id} I_{ui} \\ U_{ud} &= \bar{\zeta}_{do} I_{ud} + \bar{\zeta}_{ii} I_{ui} \\ 0 &= \bar{\zeta}_{dd} I_{ud} + \bar{\zeta}_{io} I_{ui} \end{aligned} \quad (V.139.a.)$$

Izrazi za impedanse dati su jednačinama (V.138.). U ovom posebnom slučaju impedanse su

$$\begin{aligned} \text{za fazu } W &- Z_{wd} = Z_d & i & Z_{wi} = Z_i \\ \text{za fazu } U &- Z_{ud} = Z_{wd} + Z_u = Z_d + Z_u & i & Z_{ui} = Z_{wi} + Z_u = Z_i + Z_u \\ \text{za fazu } V &- Z_{vd} = Z_{wd} + Z_v = Z_d + Z_v & i & Z_{vi} = Z_{wi} + Z_v = Z_i + Z_v \end{aligned}$$

Ako ovako obeležene impedanse pojedinih faza primenimo na jednačine (V.138.) dobijamo

$$\begin{aligned} \bar{\zeta}_{di} &= \frac{1}{3} (Z_d + Z_u + a^2 Z_d + a^2 Z_v + a Z_d) = \frac{1}{3} (Z_u + a^2 Z_v) \\ \bar{\zeta}_{id} &= \frac{1}{3} (Z_i + Z_u + a Z_i + a Z_v + a^2 Z_i) = \frac{1}{3} (Z_u + a Z_v) \\ \bar{\zeta}_{do} &= \frac{1}{3} (Z_d + Z_u + Z_d + Z_v + Z_d) = \frac{1}{3} (3 Z_d + Z_u + Z_v) \\ \bar{\zeta}_{ii} &= \frac{1}{3} (Z_i + Z_u + a^2 Z_i + a^2 Z_v + a Z_i) = \frac{1}{3} (Z_u + a^2 Z_v) \quad (\text{V.138.a}) \\ \bar{\zeta}_{dd} &= \frac{1}{3} (Z_d + Z_u + a Z_d + a Z_v + a^2 Z_d) = \frac{1}{3} (Z_u + a Z_v) \\ \bar{\zeta}_{io} &= \frac{1}{3} (Z_i + Z_u + Z_i + Z_v + Z_i) = \frac{1}{3} (3 Z_i + Z_u + Z_v) \end{aligned}$$

Ako ove vrednosti impedansi $\bar{\zeta}$, pri čemu je $\bar{\zeta}_{di} = \bar{\zeta}_{ii}$ i $\bar{\zeta}_{id} = \bar{\zeta}_{dd}$ unesemo u jednačine (V.139.a.) dobijemo za simetrične komponente faznih napona

$$\begin{aligned} U_o &= \frac{1}{3} (Z_u + a^2 Z_v) I_{ud} + \frac{1}{3} (Z_u + a Z_v) I_{ui} \\ U_d &= \frac{1}{3} (3 Z_d + Z_u + Z_v) I_{ud} + \frac{1}{3} (Z_u + a^2 Z_v) I_{ui} \quad (\text{V.139.}\beta) \\ 0 &= \frac{1}{3} (Z_u + a Z_v) I_{ud} + \frac{1}{3} (3 Z_i + Z_u + Z_v) I_{ui} \end{aligned}$$

Pošto je $U_d = U_1/\sqrt{3}$, možemo, rešavajući poslednje dve jednačine (V.139.b.) izračunati vrednost simetričnih komponenta struja, direktnog i inverznog sistema. Te komponente su

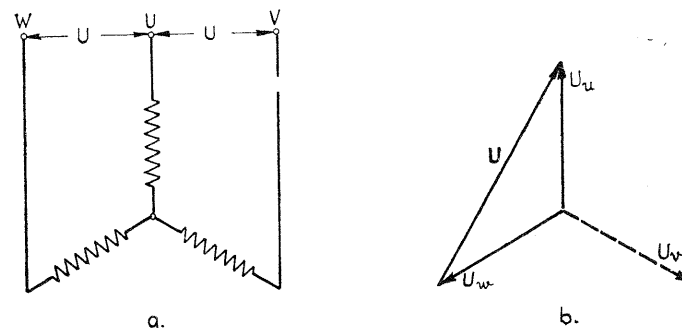
$$\begin{aligned} I_{ud} &= (3 Z_i + Z_u + Z_v) A \\ I_{ui} &= -(Z_u + a Z_v) A \end{aligned}$$

gde je

$$A = \frac{U_d}{3 Z_d Z_i + (Z_d + Z_i)(Z_u + Z_v) + Z_u Z_v}$$

Na osnovi ovih rezultata u konkretnom slučaju možemo zaključiti o dozvoljenim opterećenjima asinhronog motora u odnosu na struje pojedinih faza.

14.3. Trofazni asinhroni motor čija je jedna faza u prekidu. — Za razmatranje ovog slučaja nesimetričnog opterećenja asinhronog motora, poći ćemo od jednačina (V.121.) i (V.120.a.) koje se odnose na fazne struje i napone izražene pomoću sistema simetričnih komponentata. Slučaj prekida jedne faze predstavimo kao na sl. V.46.a. tj. uzmimo da je faza V u prekidu. Njoj odgovara vektorski dijagram napona pretstavljen na sl. V.46.b. Čim je faza V u prekidu znači da je struja



Sl. V.46.

te faze jednaka nuli $I_v = 0$. Pošto nema ni neutralnog provodnika, unifazna komponenta struje ne postoji, $I_0 = 0$. Prema tome, jednačine (V.121.) i (V.120.a.) prelaze u

$$\begin{aligned} I_u &= I_d + I_i \\ 0 &= a^2 I_d + a I_i \end{aligned} \quad (\text{V.140.})$$

$$\begin{aligned} I_w &= a I_d + a^2 I_i \\ U_u &= Z_d I_d + Z_i I_i \\ U_v &= a^2 Z_d I_d + a Z_i I_i \\ U_w &= a Z_d I_d + a^2 Z_i I_i \end{aligned} \quad (\text{V.141.})$$

Iz druge od jednačina (V.140.) dobijamo odmah

$$I_i = -a I_d \quad (\text{V.142.})$$

Ako je sistem napona simetričan, biće $U_w = a U_u$ i $U_v = a^2 U_u$.

Iz vektorskog dijagrama na sl. V.45.b. imamo

$$U = U_u - U_w \quad (\text{V.143.})$$

Kada u ovu jednačinu unesemo prvu i treću od jednačina (V.141.), zamenimo $I_i = -a I_d$ (V.142.) i rešimo po I_d , dobijamo

$$I_d = \frac{a U}{(a - a^2)(Z_d + Z_i)} \quad (\text{V.144.})$$

Iz ovog izraza za direktnu komponentu struje, dobijamo, pomoću (V.142.), izraz za inverznu komponentu struje

$$I_i = - \frac{a^2 U}{(a - a^2)(Z_d + Z_i)} \quad (V.145.)$$

Ako sada zamenimo vrednost direktne i inverzne komponente struje u jednačine (V.140.), dobijamo za struje faze U i W

$$I_u = \frac{U}{Z_d + Z_i} \quad (V.146.)$$

$$-I_w = \frac{U}{Z_d + Z_i} \quad (V.146.a.)$$

tj. $I_u = -I_w$. Po vrednosti ove dve struje su jednake, a to je i logično, pošto pri prekidu jedne faze, između krajeva ostale dve faze teče jedna te ista struja.

Ako iste vrednosti direktne i inverzne komponente struje uvrstimo u jednačine (V.141.) dobijamo za napone faza U , V i W

$$U_u = \frac{U(aZ_d - a^2Z_i)}{(a - a^2)(Z_d + Z_i)} \quad (V.147.)$$

$$U_v = \frac{U(Z_d - Z_i)}{(a - a^2)(Z_d + Z_i)} \quad (V.148.)$$

$$U_w = \frac{U(a^2Z_d - aZ_i)}{(a - a^2)(Z_d + Z_i)} \quad (V.149.)$$

Dobijene rezultate možemo prokomentarisati posmatrajući dva granična slučaja rada asinhronog motora, tj. kratki spoj i prazni hod. Pri kratkom spoju klizanje je jednako jedinici pa je, prema jednačinama (V.126.) i (V.127.), $Z_d = Z_i$. Kada ovo uvrstimo u jednačinu (V.144.) dobijamo za direktnu komponentu struje pri kratkom spoju

$$I_{dk} = \frac{U}{2Z_d} \left(\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{6} \right) \quad (V.150.)$$

ili pošto je $\left(\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{6} \right)$ po vrednosti jednako $1/\sqrt{3}$, dobijamo

$$|I_{dk}| = \frac{|U|}{2\sqrt{3}|Z_d|} \quad (V.150.a.)$$

Za inverznu komponentu struje kratkog spoja, pošto je

$$- \frac{a}{1-a} = \frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{6} \text{ dobijamo}$$

$$I_{ik} = \frac{U}{2Z_d} \left(\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{6} \right) \quad (V.151.)$$

ili, pošto je $\left(\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{6} \right)$ po vrednosti jednako $1/\sqrt{3}$, biće

$$|I_{ik}| = \frac{|U|}{2\sqrt{3}|Z_d|} \quad (V.151.a.)$$

Iz jednačine (V.146.) i (V.146.a.) dobijamo za fazne struje pri kratkom spoju

$$I_{uk} = -I_{wk} = \frac{U}{2Z_d} \quad (V.152.)$$

Kada jednakost direktne i inverzne impedanse pri kratkom spoju unesemo u jednačine (V.149.), (V.148.) i (V.149.) dobijamo za fazne napone pri kratkom spoju

$$U_{uk} = \frac{U}{2}; \quad U_{wk} = -\frac{U}{2}; \quad U_{vk} = 0 \quad (V.153.)$$

Prema tome, za radno stanje kratkog spoja, možemo izvući sledeće zaključke

— prema izrazima (V.153.) fazni naponi faza U i W jednaki su polovini dovedenog napona, a napon faze V , koja je u prekidu, jednak je nuli

— pošto u motoru postoji samo pulzirajuće polje, polazni momenat jednak je nuli

— impedansa kratkog spoja $Z_k = U/2 I_u$ može se približno izračunati iz rezultata oglada kratkog spoja, pri faznom pomeraju napona dveju faza od 120° .

Kada se razmatra prazni hod, kome je vrednost nominalnog klizanja daleko bliža nego jedinici, tada će rezultati približno da vrede i za opterećenje. Pri idealnom praznom hodu je $s = 0$, pa je $Z_d \gg Z_i$, tako da se Z_i može zanemariti. Ako ovu činjenicu ($Z_i = 0$) unesemo u jednačinu (V.147.) dobijamo za fazni napon faze U , pošto

$$\frac{1}{1-a} = \left(\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{6} \right)$$

$$U_{uo} = U \left(\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{6} \right)$$

ili, pošto je $\left(\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{6} \right)$ po vrednosti jednako $1/\sqrt{3}$, biće

$$U_{uo} = \frac{U}{\sqrt{3}}$$

Ovo isto vredi i za ostale dve faze tj. $U_{uo} = U_{vo} = U_{wo} = U/\sqrt{3}$.

Pri opterećenju, klizanje je veće od nule, direktna impedansa Z_d se smanjuje, a inverzna Z_i nešto povećava, te će naponi sve tri faze da budu različiti. Međutim, ova razlika ne prelazi 2—3%.

15. RAD ASINHRONOG MOTORA U NEKIM SPECIJALNIM SLUČAJEVIMA

Višefazna asinhrona mašina se danas uglavnom koristi kao motor. Ipak, u određenim okolnostima se javlja potreba da se ona upotrebi kao transformator učestanosti, regulator napona, generator itd. Osim toga i pri radu asinhronne mašine

tanosti sada se koristi namot rotora koji se preko kliznih prstenova povezuje sa prijemnicima.

Ako pretpostavimo da se rotor obrće brzinom n , onda će indukovana ems u njegovom namotu imati učestanost

$$f'' = \frac{(n' + n)p}{60} = sf' \quad (\text{V.154.})$$

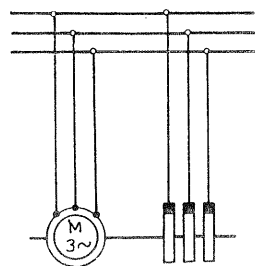
Ovde mogu nastupiti dva karakteristična slučaja:

1. Opšti, kada je pogonski motor motor za jednosmernu struju (sl. V.48.b.). Tada se brzina može menjati u širim granicama, pa se s menja od vrednosti malo veće od $s = 1$ do $s = 2$ i učestanost se menja od $f'' = 50$ Hz do $f'' = 100$ Hz.
2. Poseban, kada je pogonski motor asinhroni motor (sl. V.48.a.). Tada je $p_1 = p_2$ i biće $s = 2$ a učestanost $f'' = 100$ Hz.

Snaga koju namot rotora predaje prijemnicima, delimično dolazi preko magnetnog polja sa statora, a delimično se dobija transformacijom mehaničke snage koju mašina dobija od pogonskog motora.

Pretvarač učestanosti se uglavnom primenjuje za dobijanje naizmeničnih struja učestanosti 100 Hz u elektromotornim pogonima koji koriste brzine obrtanja iznad 3000 ob/min (drvena industrija, industrija svile i dr.).

15.3. Dvostruko napajanje. — Pod dvostrukim napajanjem podrazumeva se takav rad asinhronne mašine pri kome se namoti statora i rotora spajaju redno i paralelno, a napajaju se iz zajedničkog izvora naizmenične struje. Na sl.V.49. prikazan je slučaj paralelnog spajanja namota statora i rotora.



Sl. V.49.

Struja I' koja protiče kroz namote statora stvara magnetopobudnu silu čiji se prvi harmonik obrće u odnosu na stator brzinom $n' = \frac{60f}{p}$.

Struja I'' , koja protiče kroz namote rotora stvara magnetopobudnu silu koja se u odnosu na rotor obrće brzinom $n'' = n' = \frac{60f}{p}$. Smer obrtanja ove mps može

se podudarati sa smerom obrtanja rotora i može biti njemu suprotan. Ako sa n označimo brzinu obrtanja rotora, onda je u prvom slučaju brzina obrtanja mps rotora u prostoru jednaka $n + n''$, a u drugom slučaju $n - n''$.

Radi stvaranja obrtnog momenta neophodno je da prvi harmonici mps statora i rotora budu međusobno relativno nepokretni, tj. da je

$$n' = n \pm n''$$

ili

$$n = n' \mp n'' \quad (\text{V.155.})$$

U jednačini (V.155.) gornji znak se odnosi na slučaj kada se mps rotora okreće u smeru obrtanja rotora, a donji kada se ona okreće na suprot njemu.

Pošto je $n' = n''$ asinhrona mašina radi u režimu dvostrukog napajanja pri $n = 0$ i $n = 2n'$. U drugom slučaju imamo mašinu koja se obrće sa dvostru-

kom sinhronom brzinom i ima niz osobina sinhronne mašine. Radi realizacije režima dvostrukog napajanja mašina mora biti dovedena do dvostruke sinhronne brzine pomoćnim motorom.

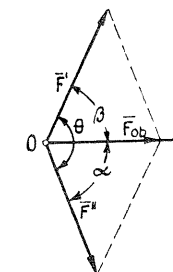
Pri konstantnom naponu mreže ($U = \text{const}$) praktično je konstantan i fluks mašine koju dvostruko napajamo (Φ_{ob}), pa prema tome i zajednička mps namota rotora i statora (F_{ob}). Pri praznom hodu ose mps namota statora (F') i rotora (F'') se poklapaju i zbog toga, smatrajući F' i F'' kao prostorne vektore možemo pisati

$$F' + F'' = F_{ob}$$

Pri opterećenju mašine njen rotor je pomeren za izvestan ugao θ u odnosu na stator i tada je

$$F' + F'' e^{-j\theta} = F_{ob}$$

čemu odgovara vektorski dijagram prikazan na sl. V.50. Mps F' i F'' su pri tome porasle za odgovarajuću vrednost, odnosno porasle su struje kroz namote statora i rotora.



Sl. V.50.

Dvostruko napajana asinhrona mašina primenjuje se samo u specijalnim slučajevima i pored toga što ima relativno visok sačinilac snage. Glavni nedostatak ovakve mašine je komplikovano puštanje u rad, s obzirom da je pri tome treba pomoćnim motorom obrtati do dvostruke sinhronne brzine. Osim toga, mašina sa dvostrukim napajanjem je sklona njihanju.

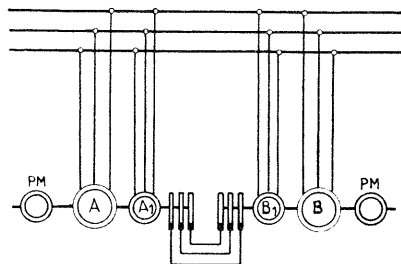
Mašine sa dvostrukim napajanjem i to trofazne, a naročito jednofazne imaju vrlo široku primenu u tzv. sistemima sinhronne veze. Pod sistemom sinhronne veze podrazumeva se takav električni spoj dveju ili nekoliko mašina (od kojih jedna predstavlja predajnik, a druga ili druge prijemnik), pri kome je obezbeđeno sinhrono pomeranje predajnika i prijemnika.

Najširu primenu imaju indukcionni sistemi sinhronne veze sa primenom trofaznih ili jednofaznih mašina koje u tim sistemima rade u režimu dvostrukog napajanja (selsini, autosini, sinhro i dr.).

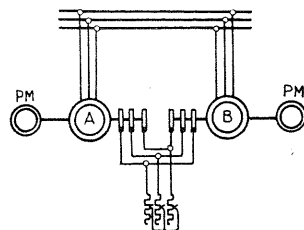
15.4. Električna osovina. — U praksi je prilično čest slučaj kada se zahteva saglasno obrtanje mehanizama koji se jedan od drugog nalaze na prilično velikom odstojanju (motori za podizanje vrata na prelivnim poljima brana, kranovi sa velikim rasponima, mašine za preradu papira itd.). Mehaničko spajanje ovakvih mehanizama pomoću zajedničke osovine vrlo je nezgodno a često i nemoguće. U ovakvim okolnostima potrebno je realizovati poseban pogon mehanizama uz sinhrono obrtanje električnih motora. Ovakav način spajanja mehanizama naziva se električna osovina.

Na sl. V.51. prikazana je šema električne osovine na kojoj su sa A i B označeni asinhroni motori koje treba spojiti električnom osovinom, a A_1 i B_1 pomoćni asinhroni motori, koji se nalaze na istim osovinama kao motori A i B . Rotori motora A_1 i B_1 spojeni su preko kliznih prstenova tako da su im ems u opoziciji. Pri potpuno saglasnom obrtanju motora A i B zbir ems, koje deluju u zajedničkom kožu rotora motora A_1 i B_1 jednak je nuli, struja ne protiče kroz namote rotora, pa su i obrtni momenti pomoćnih motora jednaki nuli.

Međutim, ako na primer momenat opterećenja na osovini motora A poraste, rotor motora A_1 će početi da zaostaje u odnosu na rotor motora B_1 . Ravnoteža ems u kolu rotora će biti narušena i kroz njihove namote će poteći struja koja će stvarati u motorima A_1 i B_1 obrtno momente. Obrtni momenat motora A_1 povećavaće moment na vratilu motora A , dok će obrtni moment motora B_1 slabiti moment na vratilu motora B . Na taj način se održava jednako klizanje motora A i B .



Sl. V.51.



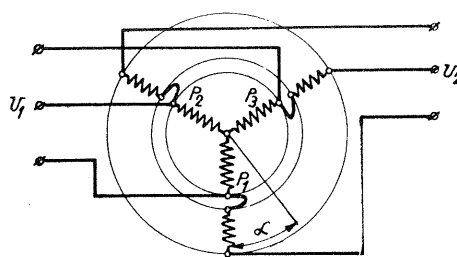
Sl. V.52.

Električna osovina se može realizovati takođe i prema šemi prikazanoj na sl. V.52. Međutim, ova sprega daje sigurni međusobni sinhronizam samo pri većim opterećenjima i uz znatan gubitak snage u otporniku koji je uključen u strujno kolo rotora. To s druge strane u znatnoj meri utiče na smanjenje stepena iskorišćenja električne osovine.

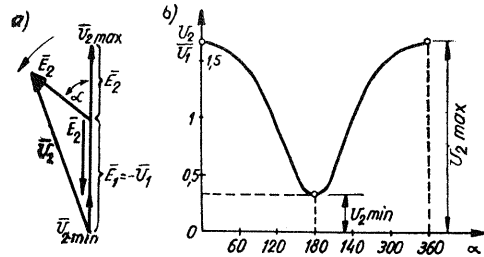
15.5. Transformator sa obrtnim poljem upotrebljen kao indukcionni regulator i regulator faze. — Indukcionni regulator je ukočeni asinhroni motor sa namotanim rotorom. On omogućava regulaciju napona u širokim granicama. Namoti statora i rotora u indukcionom regulatoru su spojeni električno (Sl. V.53.) Ova veza je izvedena tako da su namoti međusobno pokretni i da mogu jedan prema drugom zauzeti različite položaje.

Kada se indukcionni regulator priključi na mrežu kroz namot statora protiče naizmenična struja koja stvara obrtno magnetno polje. Ovo polje indukuje u namotima statora i rotora ems E_1 i E_2 . Kada se ose namota podudaraju onda se i ems E_1 i E_2 fazno podudaraju i na izlaznim priključnim krajevima regulatora se uspostavlja maksimalni napon ($U_{2\max}$) (sl. V.54.). Pri zaokretanju rotora namoti, međusobno zauzmu neki ugao (α). Takav isti ugao prema vektoru E_1 zauzima i vektor E_2 . Tada je napon na izlazu regulatora jednak geometrijskom zbiru

$$U_2 = E_1 + E_2$$



Sl. V.53.



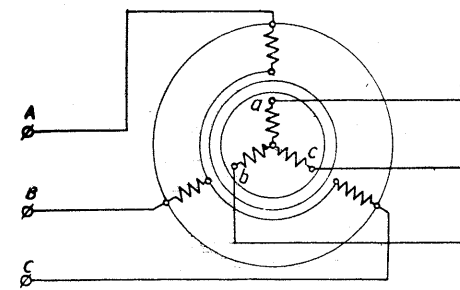
Sl. V.54.

i kao što vidimo sa sl. V.54.a. on se smanjuje. Kada se rotor zaokrene za 180° električnih, na izlazu regulatora se uspostavlja minimalni napon ($U_{2\min}$). Na sl. V.54.b. predstavljen je dijagram napona na izlazu indukcionog regulatora u zavisnosti od ugla (α) za koji je rotor zaokrenut prema statoru.

Indukcioni regulatori se primenjuju u laboratorijama, raznim energetske postrojenjima za regulaciju napona, u distributivnim mrežama itd.

Regulator faza je uređaj koji služi za promenu faza sekundarnog napona u odnosu na primarni. To je ustvari asinhrona trofazna mašina sa namotanim rotorom ukočena pomoću specijalnog uređaja koji omogućava okretanje rotora prema statoru za određeni ugao. Napon se dovodi na krajeve namota statora, a prijemnici se priključuju na krajeve namota rotora.

Za razliku od indukcionog regulatora kod regulatora faza namoti statora i rotora nisu električno spojeni (sl. V.55.). Promena faza sekundarnog napona vrši se zaokretanjem rotora u odnosu na stator.



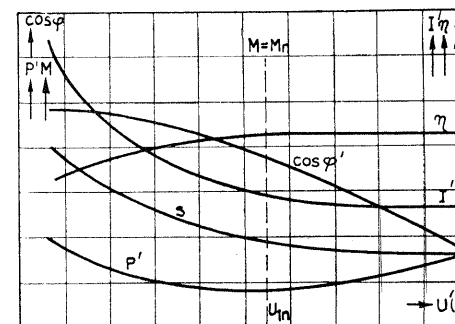
Sl. V.55.

Regulatori faza se primenjuju u tehnici električnih merenja, automatici itd.

15.6. Rad po uslovima koji odstupaju od nominalnih. — U elektromotornim pogonima, raznim električnim uređajima i nizu električnih postrojenja asinhroni motori vrlo često rade pod uslovima koji su različiti od onih za koje su ovi motori projektovani, tj. različiti od nominalnih uslova. Najkarakterističniji oblik ovakvog rada u pogonu imamo pri nejednakosti primarnog napona mreže sa nominalnim naponom, zatim nesimetriji primarnih trofaznih napona, nestabilnosti učestanosti i dr.

1. *Rad pri promenljivoj primarnom naponu.* — Pri razmatranju uticaja oscilacija primarnog napona na rad asinhronog motora naročito dolaze do izražaja sledeći faktori:

a. *Pri oscilovanju napona menja se magnetno zasićenje motora.* To prouzrokuje promenu struje magnetčenja koja raste brže nego napon. Zasićenje takođe utiče i na induktivnost usled rasipanja, koja se smanjuje pri povećanju zasićenja.



Sl. V.56.

b. *Obrtni momenat motora menja se proporcionalno kvadratu napona.* Ova zavisnost nije potpuno tačno ispunjena, jer obrtni momenat zavisi osim toga i od induktivnosti usled rasipanja, koja se menja sa naponom.

Na sl. V.56. prikazana je zavisnost struje (I'), snage (P'), sačinoca snage i stepena iskorišćenja od napona (U') pri stalnoj vrednosti obrtnog momenta ($M = M_n = \text{const}$). Veoma karakteristična osobina asinhronog motora je da mu se pri

manjim opterećenjima i pri smanjivanju napona povećava sačinilac snage. Ovo se može dobro iskoristiti pri upotrebi motora kod kojih se namot statora prespaja iz trougla u zvezdu. Kod malih opterećenja ispod 40–50% prespajamo motor, koji normalno radi sa namotom statora u sprezi trugao, u spregu zvezda. Pri tome se fazni napon smanjuje, što znatno poboljšava radne karakteristike motora.

Pri kratkotrajnim smanjivanjima napona mreže za vreme od nekoliko sekundi, na primer u slučaju kratkog spoja u mreži, nastaje u jako opterećenim asinhronim motorima naglo povećanje struje i klizanja (sl. V.56.), koje je prouzrokovano nastojanjem motora da i pri sniženom naponu savlada raniji moment opterećenja na vratilu. U tim slučajevima često deluje maksimalna zaštita i isključuje motor sa mreže. Pri vrlo znatnim smanjivanjima napona u mreži može se motor i sasvim zaustaviti.

Pri oscilovanju napona u granicama $\pm 5\%$ asinhroni motor može davati nominalnu snagu.

Uopšte, pri kolebanju napona, uz nepromenljivo opterećenje, sniženje napona izaziva:

- poboljšanje sačinioaca snage,
- malo opadanje brzine obrtanja,
- smanjenje stepena iskorišćenja,
- smanjenje momenta,
- smanjenje polazne struje,
- povećanje ukupnih gubitaka,
- smanjenje struje magnećenja i gubitaka u gvožđu.
- povećanje struje statora i rotora

dok povišenje napona povlači sa sobom:

- pogoršavanje sačinioaca snage,
- malo povećanje brzine obrtanja,
- stepen iskorišćenja se praktično ne menja,
- povećanje obrtnog momenta,
- povećanje polazne struje,
- povećanje struje magnećenja i gubitaka u gvožđu.

2. *Primarni trofazni naponi nesimetrični.**) Ovakva izobličenja ili nesimetrije napona nastaju kao posledica priključivanja na trofaznu mrežu velikih jednofaznih prijemnika, na primer električnih peći, ili u slučaju kvarova ili grešaka u elektroenergetskom sistemu.

Rad trofaznog asinhronog motora, čak i pri manjoj nesimetriji napona na njegovim priključnim krajevima, može dovesti do nedozvoljenog zagrevanja njegovog namota, ako on na vratilu ima nominalno ili njemu blisko opterećenje.

Eksperimenti i računi pokazuju da uz istu vrednost korisne snage motora džulovi gubici pri nesimetričnom sistemu primarnih napona imaju veću vrednost nego pri simetričnom.

Nesimetrija primarnih napona smanjuje korisni momenat i snagu motora a takođe i njegov stepen iskorišćenja. Pri tome postoji mogućnost da dođe do znatnog povećanja zagrevanja rotora zbog povećanih gubitaka u njemu.

*) Vidi čl. V.14.

3. *Rad pri napajanju nesinusoidalnim naponom.**) — Analizu rada pod ovim uslovima možemo izvršiti razlaganjem nesinusoidalnog napona u Furijeov red i ispitivanjem delovanja svakog harmonika posebno. To znači kao da imamo čitav niz motora na zajedničkom vratilu koji se obrću zajedničkom brzinom n , ali čiji se statori napajaju iz mreže različitim naponima $U_1, U_3, \dots U$ i različite učestanosti $f_1, f_3 = 3f_1, \dots f_v = \nu f_1$, gde je ν — red harmonika.

Navedenim harmonicima napona odgovaraju harmonici struje $I_1, I_3 \dots I_v$. Svaka od njih stvara prvi i više harmonike mps. Ako vodimo računa o višim harmonicima mps, onda je brzina njihovog obrtanja u prostoru νn_1 . Prema tome klizanje koje odgovara — tom harmoniku struje je

$$s_v = \frac{\nu n_1 \mp n}{\nu n_1} \approx 1 \mp \frac{1}{\nu} \quad (\text{V.156})$$

U jednačini (V.156) negativni znak odgovara mps koje se obrću u smeru osnovne mps, a pozitivni znak onima koje se obrću u suprotnom smeru.

Za svaki od navedenih motora možemo nacrtati ekvivalentnu šemu koja se od ekvivalentne šeme koja odgovara osnovnom harmoniku razlikuje samo po vrednostima parametara.

Struje koje stvaraju viši harmonici napona su gotovo potpuno reaktivne. U skladu s tim uticaj viših harmonika napona možemo smatrati ekvivalentnim nekom povećanju induktivnih otpora. Iz toga sledi da u ovom slučaju dolazi do smanjenja maksimalnog momenta, sačinioaca snage i stepena iskorišćenja.

Uticaj nesinusoidalnog napona je relativno mali čak i u slučajevima kad kriva napona znatno odstupa od sinusoide. Na primer ako amplituda petog i sedmog harmonika napona iznosi 20 i 15% od vrednosti amplitude osnovnog harmonika, onda se, prema eksperimentalnim ispitivanjima sačinilac snage smanjuje za oko 3% u odnosu na vrednost koju ima kada je kriva napona sinusoidalna.

4. *Rad pri promenljivoj učestanosti mreže.* — U pogonu se često opažaju oscilacije učestanosti mreže. Ova kolebanja su obično mala, ali pri raznim kvarovima mogu dostići i veće vrednosti. Ukoliko ova odstupanja od nominalne učestanosti nisu veća od $\pm 5\%$ njihov uticaj na rad asinhronih motora je relativno mali.

Uopšte možemo reći da sniženje učestanosti utiče na asinhroni motor slično kao povišenje napona, dok povišenje učestanosti ima isti uticaj kao sniženje napona. Snaga motora menja se približno proporcionalno sa učetanošću. Međutim, kod manjih učestanosti nešto brže opada zbog slabijeg hlađenja.

Motori predviđeni za učestanosti više od 50 Hz, na primer 60 Hz, ne mogu se upotrebiti u mreži čija je učestanost 50 Hz, dok se motori predviđeni za rad u mrežama sa učetanošću nižom od 50 Hz, na primer 42 Hz, mogu upotrebiti u mreži čija je učestanost 50 Hz.

16. PRELAZNI PROCESI U ASINHRONIM MAŠINAMA

Prelazni procesi u asinhronim mašinama nastaju pri uključenju, isključenju i uopšte pri iznenadnim promenama radnog režima. U odnosu na transformatore karakter prelaznih procesa u asinhronim mašinama je nešto složeniji s obzirom na uticaj obrtnog rotora. Tačna analiza prelaznih procesa u električnim kolima

*) Vidi čl. II.10.

statora i rotora je vrlo zametna i zahteva primenu specijalno razrađenih matematičkih metoda ili korišćenje elektronskih računskih mašina. Ovde će biti data približna analiza nekih prelaznih procesa, zasnovana na čisto fizičkom razmatranju elektromagnetnih pojava u kolima statora i rotora asinhrone mašine.

16.1. Uključenje asinhrone mašine. — Prelazni procesi koji nastaju pri uključenju motora u mrežu traju obično samo nekoliko perioda naizmenične struje, ali ih ipak treba uzeti u obzir pri upotrebi asinhronih motora. Pri uključenju asinhrone mašine na mrežu, u odnosu na stanje u kome se u tom trenutku nalazi namot rotora mogu nastupiti tri osnovne mogućnosti:

- namot rotora je otvoren
- namot je u kratkom spoju, rotor nepokretan
- namot je u kratkom spoju, i posle uključenja rotor počinje da se obrće.

Talasni proces koji nastaje u momentu uključenja je van ovog razmatranja.

Ako je u trenutku uključenja ($t = 0$) asinhrone mašine u mrežu namot rotora otvoren i ne postoji remanentno polje, fluks Φ u međugvožđu jednak je nuli.

Za bilo koji sledeći trenutak možemo pisati

$$\Phi = \Phi_u + \Phi_s \quad (\text{V.157.})$$

gde je Φ_u — ustaljeni, a Φ_s — slobodni fluks (jednosmerna ili aperioidična komponenta fluksa).

Za $t = 0$ je $\Phi = 0$ i $\Phi_{s0} = -\Phi_{u0}$.

Predpostavimo da je $p = 1$ i da osa polja, koje odgovara ustaljenom fluksu Φ_u , zaklapa sa horizontalnom osom mašine pri $t = 0$ ugao β (sl. V.57.). U tom slučaju slobodni magnetni fluks pri $t = 0$ može biti pretstavljen u obliku prostornog vektora $\Phi_{s0} = \Phi_{u0}$ usmerenog po osi magnetnog polja.

Slobodni fluks se smanjuje u toku vremena po eksponencijalnom zakonu

$$\Phi_s = -\Phi_u e^{-\alpha t} \quad (\text{V.158.})$$

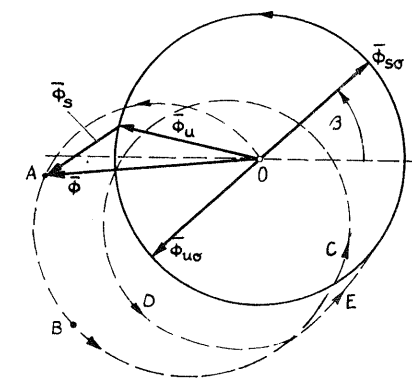
Koeficijent prigušenja α određuje se samo parametrima električnog kola statora, jer smo pretpostavili da je rotor otvoren.

Ako smatramo fluks Φ_u kao obrtni vremenski vektor

$$\Phi_u = \Phi_u e^{j\omega_1 t}$$

a fluks Φ_s kao nepokretni vektor, koji se vremenski prigušuje

$$\Phi_s = -\Phi_u e^{-\alpha t}$$



Sl. V.57.

i ako za različite trenutke vremena saberemo oba vektora, dobijamo resultantni magnetni fluks:

$$\Phi = \Phi_u + \Phi_s$$

S obzirom da se vektor Φ_u obrće ugaonom brzinom ω_1 , a da je vektor Φ_s nepokretan, kraj vektora Φ resultantnog fluksa se kreće po krivoj $OABCDE$, koja pokazuje promene obrtnog magnetnog fluksa mašine posle uključenja. Značajan priraštaj magnetnog fluksa koji postiže svoj maksimum u tački B dovodi do primetnog povećanja struje magnećenja, slično kao i pri uključenju transformatora pri praznom hodu. Ovo povećanje struje praznog hoda može biti desetinu i više puta veće od efektivne vrednosti struje praznog hoda, a nekoliko puta veće od nominalne struje.

Remanentni magnetizam i promenljiva vrednost magnetnog zasićenja igraju pri uključenju asinhrone mašine istu ulogu kao i kod transformatora. Međutim, zbog većeg međugvožđa, kod asinhrone mašine su remanentni magnetizam i mogućnosti zasićenja manji, pa je i strujni udar pri uključenju asinhrone mašine manji nego kod transformatora.

U slučaju da je ukočeni rotor kratko spojen proces pri uključenju se odigrava na isti način. Tada se kao i pri uključenju kratkospojenog transformatora slobodni fluks prigušuje nešto sporije, pri čemu se koeficijent prigušenja α određuje parametrima električnog kola i statora i rotora. Strujni udari u ovom slučaju dostižu vrednosti koje su nekoliko puta, pa čak i desetinu puta veće od amplitude nominalne struje.

Da bi se pri pokretanju asinhronog motora postigla što veća jednolikost često se napon na statoru povišava do nominalne vrednosti u dva ili više stepena. Kod ovih metoda pokretanja imamo pri prelazu sa jednog stepena na drugi slučaj da se kratkospojeni rotor obrće pri uključenju statora na mrežu. U tom slučaju ranije razmotrene pojave pri uključenju postaju složenije utoliko što prostorno nepokretno slobodno magnetno polje, koje se prigušuje, indukuje u namotu rotora struje učestanosti obrtanja, ove struje stvaraju opet magnetno polje koje induktivno deluju natrag na stator. Strujni udari koji se opažaju pri ovakvom uključenju mogu biti nekoliko puta veći od amplitude nominalne struje.

16.2. Isključenje asinhrone mašine. — Pri isključenju asinhrone mašine nastaje prelazni proces prouzrokovan nestankom energije magnetnog polja asinhrone mašine.

Kod naglog isključenja mašine sa otvorenim kolom rotora oslobađa se energija magnetnog polja u obliku luka isključenja koji može prouzrokovati znatne prenapone u namotu statora zbog naglog nestajanja polja.

Ako namot rotora nije otvoren polje neće pri isključenju statora naglo nestati, jer ga podržavaju struje u namotu rotora. Brzina prigušenja polja zavisi od parametara strujnog kola rotora.

Magnetni fluks u međugvožđu, posle isključenja, iznosi

$$\Phi'' = \Phi e^{-\alpha_2 t} \quad (\text{V.159.})$$

gde je $\alpha_2 = R''/L''$, a Φ — fluks u međugvožđu pri normalnom radu mašine.

Struje koje protiču kroz namot rotora posle isključenja mašine prigušuje se aperioidično, pa je zato mps, koju one stvaraju, nepomična u odnosu na namot rotora i maksimum joj se poklapa sa onom fazom rotora u kojoj je struja u trenutku isključenja imala maksimalnu vrednost.

Mps rotora stvara polje koje se u prostoru obrće zajedno sa rotorom.

Ugaona brzina rotora i polja nakon isključenja smanjuje se postepeno od ω_2 do nule.

U normalnom radu magnetni fluks je

$$\Phi = \Phi e^{j\omega_1 t}$$

i on indukuje u namotu statora ems

$$E' = -N' \frac{d\Phi}{dt} = -j\omega_1 \Phi N' e^{j\omega_1 t}$$

Ako zanemarimo klizanje rotora, možemo uzeti da magnetni fluks Φ'' u prvom trenutku posle isključenja indukuje u statoru ems čija je učestanost f . To znači da jednačinu (V.159.) u odnosu na stator možemo napisati kao

$$\Phi'' = \Phi'' e^{j\omega_1 t} = \Phi e^{-\alpha_2 t} e^{j\omega_1 t} = \Phi e^{j(\omega_1 - \alpha_2)t}$$

Fluks Φ'' indukuje u namotu statora ems

$$E'_1 = -N' \frac{d\Phi''}{dt} = N' (j\omega_1 - \alpha_2) \Phi e^{j(\omega_1 - \alpha_2)t}$$

Konačno dobijamo odnos

$$\frac{E_1}{E} = \left(1 + j \frac{\alpha_2}{\omega_1}\right) e^{-\alpha_2 t}$$

odnosno vrednost modula gornjeg izraza u trenutku isključenja ($t = 0$)

$$\frac{E_1}{E_{t=0}} = \sqrt{1 + \left(\frac{R''}{\omega_1 L''}\right)^2} \quad (\text{V.160.})$$

Iz jednačine (V.160.) sledi da pri naglom isključenju nastaje u namotu statora znatno povišenje napona ako je omski otpor kola rotora R'' relativno veliki. U slučaju otvorenog rotora je $R'' \rightarrow \infty$, ali prenaponi nisu beskonačno veliki kao što bi se to moglo činiti iz jednačine (V.160.), zato što kolo vihorinih struja u statoru i rotoru u tom slučaju prelazi u ulogu zatvorenog rotora.

Navedeno povišenje napona u namotu statora objašnjava se time što se fluks Φ'' pri velikim vrednostima R'' brzo prigušuje i indukuje u namotima velike ems.

Prema eksperimentalnim podacima pri isključenju asinhronne mašine sa otvorenim rotorom postižu se prenaponi čija je vrednost 3 do 4 puta veća od vrednosti nominalnog napona. Ovi prenaponi su veći nego pri isključenju neopterećenog transformatora iste snage, zato što asinhrona mašina ima veću sakupljenu magnetnu energiju, s obzirom da joj je međugvožde veće. Da bi se pri isključenju asinhronne mašine izbegla pojava prenapona treba isto vršiti sa kratkospojenim rotorom. Prema tome, s obzirom na gornji zaključak, najpovoljnije prilike imamo kod kratkospojenih asinhronih mašina.

Asinhrona mašina sa prstenovima mora pri isključenju imati prstenove kratkospojene pomoću mehanizama za kratko stajanje. Ako bi ovaj iz bilo kojih razloga nedostajao, principijelno se mašina isključuje kod radnog položaja otpornika za puštanje u rad, a tek se zatim otvori kolo rotora i poluga otpornika za puštanje u rad postavi u položaj koji odgovara početku pokretanja.

16.3. Talasni prelazni procesi u namotima asinhronne mašine. —

U trenutku uključenja asinhronne mašine u mrežu nastaju elektromagnetni prelazni talasni procesi koji se razlikuju od napred razmotrenih prelaznih procesa. Ovi

procesu traju vrlo kratko, obično nekoliko mikrosekundi. Ovakvi kratkotrajni prelazni talasni procesi takođe mogu nastupiti kada na namot statora asinhronne mašine deluje udarni talas koji nastaje kao posledica komutacionog ili atmosferskog prenapona.

Karakteristična osobina talasnih prelaznih procesa je da u početnom trenutku u namotu nastaju struje koje ne protiču kroz provodnike namota, već kroz međuslojnu i međunavojnu izolaciju i uzemljene delove statora.

Pri delovanju prenapona na asinhronu mašinu namot statora predstavlja složen sistem redno i paralelno spojenih aktivnih otpora, induktivnosti i kapaciteta. Zbog toga je analitičko istraživanje procesa prostiranja talasa duž namota praktično vrlo zametno, zbog čega se i pribegava eksperimentalnim metodama.

Niz istraživanja ovog problema je pokazao da je uticaj rotora vrlo neznatan na tok talasnih procesa u namotu statora, da je maksimalni napon između navojaka pri početnoj raspodeli napona nezavisan od stanja zvezdišta, već zavisi samo od strmine upadnog talasa, da se unutar jednog žleba impulsni napon skoro ravnomerno raspodeljuje duž jednog navojnog dela, da je brzina rasprostiranja talasa u početku namota skoro dva puta veća nego na kraju i da se kreće oko 40—80 m/ μ sek., u zavisnosti od konstrukcije mašine i strmine upadnog talasa.

TREĆI DEO

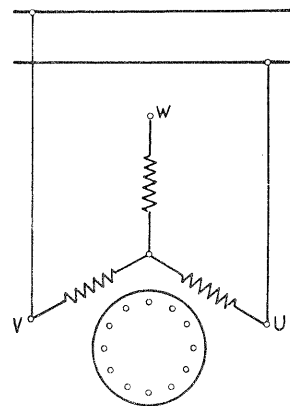
JEDNOFAZNI I DVOFAZNI ASINHRONI MOTORI

Pored trofaznih asinhronih motora važnu vrstu predstavljaju i jednofazni asinhroni motori. Međutim, za razliku od trofaznih, koji se grade i za velike snage od nekoliko stotina kilovata, jednofazni se grade za male snage, od nekoliko desetina vata do nekoliko kilovata. Pored toga, teorija jednofaznih asinhronih motora znatno se razlikuje od teorije trofaznih. Stoga ćemo, radi lakšeg prelaska sa trofaznog asinhronog motora na jednofazni, posmatrati najpre specijalni slučaj rada trofaznog asinhronog motora pri prekidu jedne faze, tj. kada se može tretirati da radi kao jednofazni. Zatim ćemo preći na jednofazni asinhroni motor, onakav kakav se praktično upotrebljava. Najzad ćemo razmotriti teoriju jednofaznog asinhronog motora, kod kojeg je pomoćna faza zajedno sa energetske kondenzatorom stalno priključena na mrežu, tj. kada se može tretirati kao dvofazni asinhroni motor. Pošto je ovaj motor priključen na jednofaznu mrežu, a da bi napravili oštriju razliku od jednofaznog, ovaj motor zvaćemo kondenzatorski motor. Prema tome treba razlikovati jednofazni asinhroni motor koji se pušta u rad pomoću kondenzatora (koji može biti elektrolitski i koji se po postizanju određene brzine, tj. odmah po završetku prelaznog procesa puštanja jednofaznog motora u rad, isključi zajedno sa pomoćnom fazom) i kondenzatorski motor koji ima u pomoćnoj fazi energetske kondenzator, koji je zajedno sa pomoćnom fazom priključen na jednofaznu mrežu za sve vreme rada motora.

VI. JEDNOFAZNI ASINHRONI MOTOR KAO SPECIJALNI SLUČAJ TROFAZNOG ASINHRONOG MOTORA

1. RAD TROFAZNOG ASINHRONOG MOTORA PRI JEDNOFAZNOM NAPAJANJU

1.1. Struje, impedanse i ekvivalentne šeme. — Kada se pri radu trofaznog asinhronog motora prekine jedna faza, poznato je da asinhroni motor produžuje dalje sa radom. U tom slučaju motor radi sa dve faze vezane na red a priključene na složeni napon mreže pa možemo smatrati da radi jednofazno. Da bi proučili rad jednofaznog asinhronog motora posmatračemo, prema sl. VI.1., trofazni asinhroni motor priključen na jednofaznu mrežu, jer se prema napred rečenom jednofazni asinhroni motor može smatrati kao specijalni slučaj trofaznog motora kod koga je jedna faza u prekidu, te je struja te faze jednaka nuli. Znači ovde se radi o nesimetričnom radu trofaznog asinhronog motora, te ćemo ovaj rad analizirati metodom simetričnih komponentata, uzimajući da su impedanse pojedinih faza jednake.



Sl. VI.1.

Prema sl. VI.1. za struje pojedinih faza možemo pisati

$$I_U = I_{Uo} + I_{Ud} + I_{Ui} \quad (VI.1.)$$

$$I_V = I_V + I_{Vd} + I_{Vi} \quad (VI.2.)$$

$$I_W = I_{Wo} + I_{Wd} + I_{Wi} \quad (VI.3.)$$

gde indeksi o, d, i označavaju unifazni, direktni i inverzni sistem. Kako ovde nemamo neutralnog provodnika onda su struje unifaznog sistema jednake nuli. Kako je dalje

$$I_{Vd} = a^2 I_{Ud} \quad I_{Vi} = a I_{Ui} \quad (VI.4.)$$

$$I_d = a I_{Ud} \quad I_{Wi} = a^2 I_{Ui}$$

biće

$$I_U = I_{Ud} + I_{Ui} \quad (VI.5.)$$

$$I_V = a^2 I_{Ud} + a I_{Ui} \quad (VI.6.)$$

$$0 = a I_{Ud} + a^2 I_{Ui} \quad (VI.7.)$$

Rešavajući jednačine (VI.5.), (VI.6.) i (VI.7.) možemo naći odnose između struja faze U i V i njihovih simetričnih komponentata koje ćemo vektorski predstaviti na sl. VI.2. Najpre sabirajući jednačine (VI.5.) (VI.6.) i (VI.7.) pošto je $1 + a + a^2 = 0$ i uzevši I_U za referentni vektor (sl. VI.2.), dobijamo

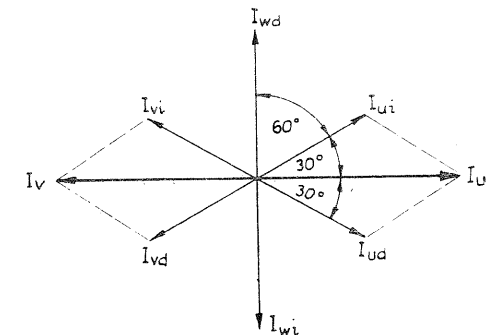
$$I_V = -I_U \quad (VI.8.)$$

Iz jednačine (VI.7.) imamo da je $I_{Ui} = -I_{Ud}/a$ i kad ovo uvrstimo u jednačinu (VI.5.) dobijamo

$$I_{Ud} = \frac{a}{a-1} I_U$$

Kako je $\frac{a}{a-1} = \frac{1}{\sqrt{3}} e^{-j\frac{\pi}{6}}$ biće

$$I_{Ud} = \frac{I_U}{\sqrt{3}} e^{-j\frac{\pi}{6}} \quad (VI.9.)$$



Sl. VI.2.

Iz jednačina (VI.7.) i (VI.9.) izračunavamo inversnu komponentu struje faze U

$$I_{Ui} = \frac{I_U}{\sqrt{3}} e^{j\frac{\pi}{6}} \quad (VI.10.)$$

Kada se izračunaju simetrične komponente struje jedne faze onda lako izračunavamo ostale prema jednačinama (VI.4.). Sve struje su predstavljene na sl. VI.2.

Napone pojedinih faza možemo takođe izraziti pomoću simetričnih komponentata

$$U_U = U_{Ud} + U_{Ui} \quad (VI.11.)$$

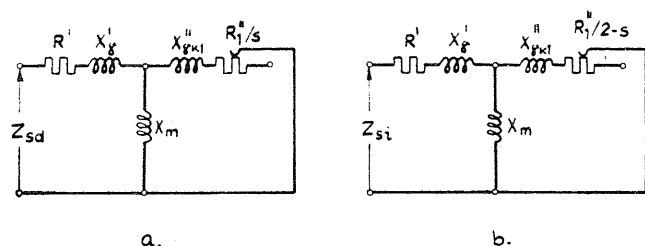
$$U_V = U_{Vd} + U_{Vi} \quad (VI.12.)$$

Pošto pad napona može proizvesti samo odgovarajuća struja i odgovarajuća impedansa, na primer samo komponenta struje direktnog sistema i komponenta impedanse direktnog sistema ili samo inverzne komponente, to napon na primer faze U možemo predstaviti kao zbir proizvoda komponentata struje i impedanse direktnog sistema i komponentata struje i impedanse inverznog sistema. Tako jednačine (VI.11.) i (VI.12.) prelaze u

$$U_U = I_{Ud} Z_{sd} + I_{Ui} Z_{si} \quad (VI.13.)$$

$$U_V = I_{Vd} Z_{sd} + I_{Vi} Z_{si} \quad (VI.14.)$$

gde su Z_{sd} i Z_{si} impedanse po fazi direktnog i inverznog sistema motora pri nekom klizanju s . Uzevši za bazu razmatranja ekvivalentnu šemu asinhronog motora možemo impedanse direktnog i inverznog sistema predstaviti kao na sl. VI.3.a. i b. Složeni napon na krajevima $U - V$ je $U_{UV} = U_U - U_V$ odnosno u posmatranom slučaju



Sl. VI.3.

$U_{UV} = \sqrt{3} U_U$. Ako bi se radilo o običnom jednofaznom motoru onda bi bilo $U_{UV} = 2 U_U$. S obzirom na jednačine (VI.13.) i (VI.14.) složeni napon na krajevima $U - V$ je

$$U_{UV} = U_U - U_V = (I_{Ud} - I_{Vd}) Z_{sd} + (I_{U1} - I_{V1}) Z_{si}$$

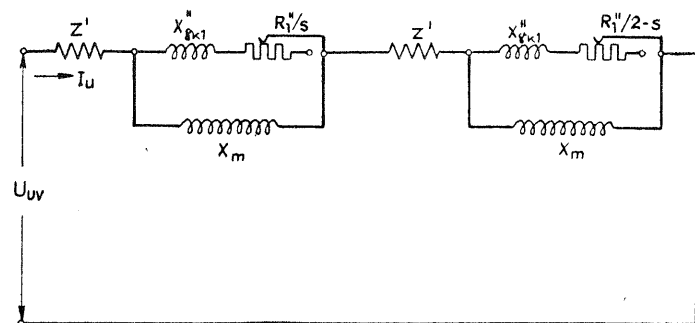
Kako je prema sl. VI.2., $I_{Ud} - I_{Vd} = I_U$ i $I_{U1} - I_{V1} = I_U$ složeni napon je

$$U_{UV} = I_U (Z_{sd} + Z_{si}) \quad (VI.15.)$$

Jednačina (VI.15.) pokazuje, o čemu ćemo kasnije još posebno govoriti, da se jednofazni motor može predstaviti kao dve redno vezane trofazne mašine od kojih je impedansa prve Z_{sd} koja odgovara klizanju s i radu mašine u ulozi motora, a druge Z_{si} koja odgovara klizanju $(2 - s)$ i radu mašine u ulozi kočnice. Na osnovi jednačine (VI.15.) može se za jednofazni asinhroni motor nacrtati ekvivalentna šema prikazana na sl. VI.4. Pomoću ove šeme možemo razmatrati rad jednofaznog asinhronog motora i izvesti zaključke o nekim njegovim osobinama. Iako omovski otpori sekundara koji pripadaju impedansi direktnoj i inverсноj (R'_{1d} i R'_{1i}) nisu potpuno jednaki, a takođe i reaktanse rasipanja sekundara (X'_{1d} i X'_{1i}), jer pri nominalnom klizanju s učestanost struja inverсноg sistema je skoro dva puta veća od statorske usled čega se povećava inverсни omovski otpor rotora ($R'_{1i} > R'_{1d}$) a smanji direktna reaktansa rasipanja ($X'_{1i} > X'_{1d}$), oni se uzimaju jednaki jer to neznatno zanemarenje u mnogome olakšava razmatranje.

Na osnovi ekvivalentne šeme na sl. VI.4., možemo zbir impedansi direktnog i inverсноg sistema izraziti sa

$$\frac{1}{Z_{sd} + Z_{si}} = \frac{1}{A} + \frac{1}{(1-s)^2 B + C} \quad (VI.16.)$$



Sl. VI.4.

gde su **A**, **B** i **C** otpori koji su funkcije parametara ekvivalentne šeme i gde je zbir impedansi funkcija od $(1 - s)^2$. Prema jednačinama (VI.15.) i (VI.16.) struja će biti

$$I_U = \frac{U_{UV}}{A} + \frac{U_{UV}}{(1-s)^2 B + C} \quad (VI.17.)$$

Vrednosti otpora **A**, **B** i **C** možemo da odredimo iz jednačine (VI.17.) dajući klizanju s razne vrednosti. Tako za $s = \infty$ dobija se struja $I_{U\infty} = U_{UV}/A$ odnosno

$$A = \frac{U_{UV}}{I_{U\infty}} = Z_{\infty} = \frac{1}{Y_{\infty}} \quad (VI.18.)$$

U ovom slučaju omovski otpor rotora postaje nula ($R'_{1d}/s = 0$, $R'_{1i}/(2-s) = 0$) pa u rotorskoj grani ekvivalentne šeme na sl. VI.4. ostaje samo reaktansa rasipanja rotora X'_{k1} . Kako je reaktansa magnetčenja X_m najmanje deset puta veća od reaktanse rasipanja X'_{k1} onda možemo X_m zanemariti pa ekvivalentna šema za ovaj slučaj postaje približno kao na sl. VI.5., a impedansa pri $s = \infty$ iznosi približno

$$Z_{\infty} \approx 2 [R' + j(X'_y + X'_{yk1})] \quad (VI.19.)$$

Za $s = 1$, tj. pri kratkom spoju, struja kratkog spoja biće

$$I_{Uk} = \frac{U_{UV}}{Z_k} = U_{UV} Y_k$$

i u saglasnosti sa jednačinom (VI.17.)

$$U_{UV} Y_k = U_{UV} Y_{\infty} + \frac{U_{UV}}{C}$$

gde je

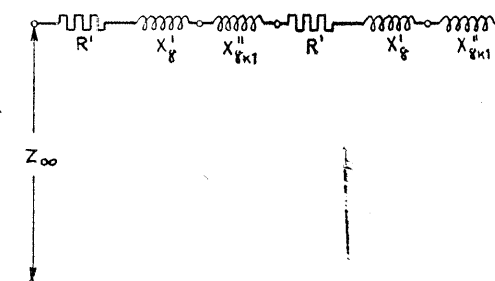
$$C = \frac{1}{Y_k - Y_{\infty}}$$

ili

$$C = \frac{Z_k Z_{\infty}}{Z_{\infty} - Z_k} \quad (VI.20.)$$

Pri kratkom spoju rotorske grane su potpuno jednake i impedanse rotora iznose $Z'_1 = R'_1 + j X'_{yk1}$. Prema tome i struje direktnog i inverсноg sistema su jednake i proizvode dva jednaka i suprotna momenta te je rezultatni momenat jednak nuli. Iz razloga koji smo prethodno naveli možemo reaktansu magnetčenja X_m , u odnosu na vrednost otpora rotora zanemariti, te će približna ekvivalentna šema u ovom slučaju ($s = 1$) biti kao na sl. VI.6, a prema toj šemi približna vrednost impedanse kratkog spoja je

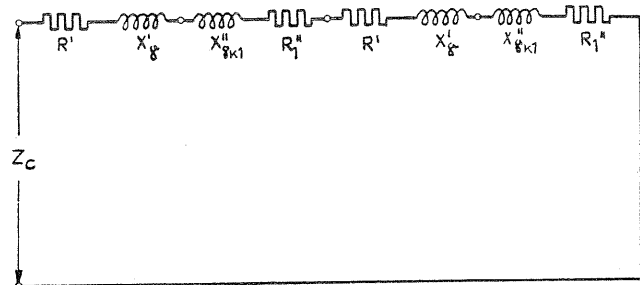
$$Z_k \approx 2 [R' + R'_1 + j(X'_y + X'_{yk1})] = 2 (r_k + j x_k) \quad (VI.21.)$$



Sl. VI.5.

Ovde je korisno uporediti približne vrednosti impedansi pri kratkom spoju i pri beskonačnom klizanju ($s = \infty$). Ako se uzme da su omski otpori statora i svedeni rotora približno jednaki, onda se iz jednačina (VI.19.) i (VI.21.) dobija, da je impedansa pri $s = \infty$ približno

$$Z_{\infty} \approx 0,5 r_k + j x_k \quad (\text{VI.22.})$$



Sl. VI.6.

Konstantu **B** možemo izračunati za vrednost klizanja $s = 0$, tj. pri idealnom praznom hodu. Tada je struja idealnog praznog hoda

$$I_{Uoi} = U_{UV} Y_{oi} = \frac{U_{UV}}{A} + \frac{U_{UV}}{B + C}$$

ili u sagledanosti sa jednačinama (VI.18.) i (VI.20.)

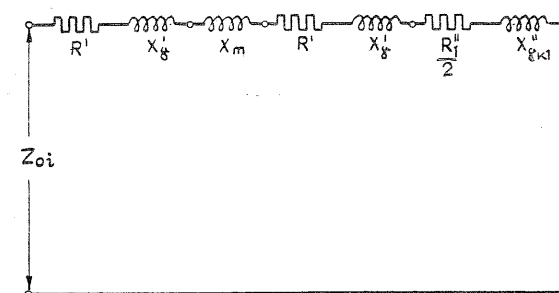
$$B = \frac{1}{Y_{oi} - Y_{\infty}} - \frac{1}{Y_k - Y_{\infty}} \quad (\text{VI.23.})$$

ili

$$B = \frac{Z_{oi} Z_{\infty}}{Z_{\infty} - Z_{oi}} - \frac{Z_k Z_{\infty}}{Z_{\infty} - Z_k}$$

Pri vrednosti klizanja $s = 0$, dakle pri sinhronoj brzini rotora, omski otpor rotorske grane direktnog sistema je $R_1'/s = \infty$, pa možemo impedansu rotora direktnog sistema u odnosu na reaktansu magnećenja X_m zanemariti. U rotorskoj grani inverznog sistema omski otpor je $R_1'/(2-s) = R_1'/2$. Pošto je X_m najmanje deset puta veće od $X_{\gamma k1}''$ onda u odnosu na ovo možemo reaktansu magnećenja X_m za inverzni sistem zanemariti, pa će ekvivalentna šema pri sinhronizmu približno izgledati kao na sl. VI.7. Impedansa idealnog praznog hoda tada je približno

$$Z_{oi} \approx 2 \left(R' + \frac{R_1''}{4} \right) + j(2X_{\gamma}' + X_m + X_{\gamma k1}'') \quad (\text{VI.24.})$$

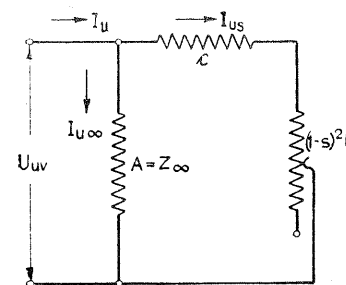


Sl. VI.7.

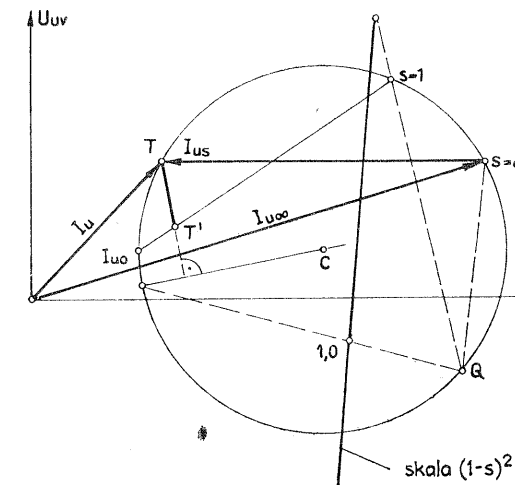
1.2. Kružni dijagram. Najzad pomoću jednačine (VI.17.) možemo umesto ekvivalentne šeme na sl. VI.4. za jednofazni asinhroni motor nacrtati novu mnogo prostiju ekvivalentnu šemu prikazanu na sl. VI.8. Iz šeme se odmah vidi da će se struja motora pri stalnom naponu mreže $U_{UV} = \text{const}$ i promenljivom klizanju s kretati po krugu, tj. i za jednofazni asinhroni motor vredi kružni dijagram slično kao i za višefazni. Struja motora I_U sastavljena je iz stalne struje $I_{U\infty} = U_{UV}/Z_{\infty}$ i u zavisnosti od klizanja promenljive struje

$$I_{Us} = \frac{U_{UV}}{(1-s)^2 B + C} \quad (\text{VI.25.})$$

Kružni dijagram jednofaznog asinhronog motora prikazan je na sl. VI.9. Prečnik kruga jednak je maksimalnoj vrednosti struje I_{Us} koja se dobija za minimalnu vrednost otpora $(1-s)^2 B + C$. Podaci za crtanje kružnog dijagrama dobijaju se kao i kod trofaznog motora bilo iz proračunskih podataka bilo iz oglada praznog hoda i kratkog spoja. Pored podataka iz oglada praznog hoda i kratkog spoja još se može odrediti i tačka $s = \infty$, a prema približnoj vrednosti datoj prema obrascu (VI.22.).



Sl. VI.8.



Sl. VI.9.

Crta korisne snage P prolazi kroz tačke praznog hoda i kratkog spoja u kojima je snaga jednaka nuli, pa je korisna snaga prema sl. VI.9. pri radu motora u tački T

$$P = U_{UV} \cdot \overline{TT'} a$$

gde je a razmera za struje.

Brzina se takođe dobija kao za trofazni motor samo se u razmeri za klizanje ne nanosi s već $(1 - s)^2$, jer je to promenljivi parametar u jednačini (VI.17.), pa se pri određenom opterećenju sa skale za klizanje pročita $(1 - s)^2$ i izračuna s .

Važno je napomenuti da se korisni momenat M ne određuje iz kružnog dijagrama, jer linija za momenat nije prava, već se računski određuje prema obrascu

$$M = \frac{P}{\Omega' (1 - s)} \quad (\text{VI.26.})$$

2. NEKE OSOBINE JEDNOFAZNOG ASINHRONOG MOTORA U ODNOSU NA TROFAZNI

Prema dosadašnjim razmatranjima, naročito u pogledu uprošćenih ekvivalentnih šema za specijalna radna stanja ($s = 0$ i $s = \infty$) možemo izvesti zaključke o vrednostima struje praznog hoda I_0 i I_∞ (pri $s = \infty$) jednofaznog asinhronog motora u odnosu na vrednosti istih veličina kada radi kao trofazni. Time možemo zaključiti i o veličini kružnog dijagrama asinhronog motora koji radi jednofazno u odnosu na kružni dijagram (nacrtan u istoj razmeri) kada radi trofazno.

2.1. Struja praznog hoda (I_0). — Ako pri praznom hodu trofaznog motora (u narednim obrascima indeks 3) isključimo jednu fazu dobijamo u saglasnosti sa našim posmatranjem (sl. VI.1.) jednofazni rad (u narednim obrascima indeks 1). Pošto se mora stvoriti ista kontraelektromotorna sila koja drži ravnotežu spoljnjem naponu, ali sada samo od dve mps, mora struja praznog hoda da poraste. Pri trofaznom radu prema šemi na sl. VI.3.a., zanemarićemo otpor primara R' , struja praznog hoda, pošto je $s = 0$, iznosi

$$(I_0)_3 = \frac{(U)_3}{X'_Y + X_m} \quad (\text{VI.27.})$$

Pri jednofaznom radu pri $s = 0$, prema sl. VI.7., struja praznog hoda, zanemarićemo opet omski otpor primara R' i sekundara $R'_1/2$, je

$$(I_0)_1 = \frac{(U)_1}{2 X'_Y + X_m + X''_{Yk1}} \quad (\text{VI.28.})$$

Kako je $X_m \gg X'_Y + X''_{Yk1}$ bilo da mašina radi trofazno ili jednofazno i s obzirom da je $(U)_1 = \sqrt{3} (U)_3$, struja praznog hoda pri jednofaznom radu je približno za $\sqrt{3}$ puta veća nego pri trofaznom

$$(I_0)_1 \approx \sqrt{3} (I_0)_3 \quad (\text{VI.29.})$$

Ako je rotor sa prstenovima interesantno je napomenuti da je struja praznog hoda pri otvorenom namotu rotora manja pri jednofazno priključenom motoru. Tada je prema ekvivalentnoj šemi (sl. VI.3.a.)

$$(I_{00})_3 = \frac{(U)_3}{R' + X'_Y + X_m} \quad (\text{VI.30.})$$

a prema ekvivalentnoj šemi za jednofazni (sl. VI.7.)

$$(I_{00})_1 = \frac{(U)_1}{2 (R' + X'_Y + X_m)} \quad (\text{VI.31.})$$

pa je

$$(I_{00})_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} (I_{00})_3 = 0,866 (I_{00})_3 \quad (\text{VI.32.})$$

2.2. Struja pri beskonačnom klizanju (I_∞). — Pri klizanju $s = \infty$ prema ekvivalentnoj šemi za trofazni rad, sl. VI.3.a. s obzirom da je $X_m \gg X''_{Yk1}$ struja je

$$(I_\infty)_3 = \frac{(U)_3}{R' + X'_Y + X''_{Yk1}} \quad (\text{VI.33.})$$

a prema ekvivalentnoj šemi za jednofazni rad, sl. VI.5.,

$$(I_\infty)_1 = \frac{(U)_1}{2 (R' + X'_Y + X''_{Yk1})} \quad (\text{VI.34.})$$

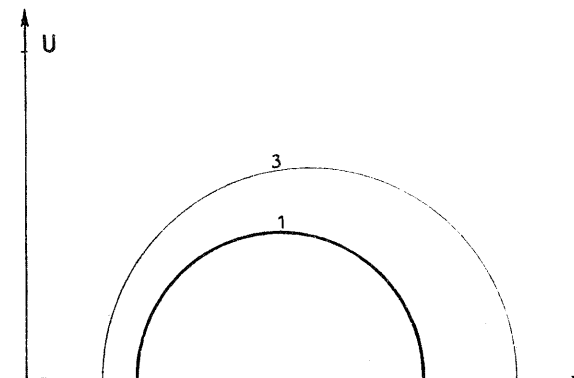
pa je odnos struja, s obzirom da je $(U)_1 = \sqrt{3} (U)_3$,

$$\frac{(I_\infty)_1}{(I_\infty)_3} = \frac{\sqrt{3}}{2}$$

odnosno

$$(I_\infty)_1 = 0,866 (I_\infty)_3 \quad (\text{VI.35.})$$

Prema tome struja pri klizanju $s = \infty$ pri jednofaznom radu manja je od struje pri trofaznom radu, a kako je struja praznog hoda veća, onda je prečnik kruga kružnog dijagrama pri jednofaznom radu manji. Upoređenje kružnih dijagrama prikazano je na sl. VI.10. Sa sl. VI.10. jasno se vidi da su kod jednofaznog motora sačinilac snage i preopteretljivost manji nego kod trofaznog.



Sl. VI.10.

2.3. Momenat. — Pri trofaznom radu izraz za momenat asinhronog motora, kada je isključen rotorski otpornik, je

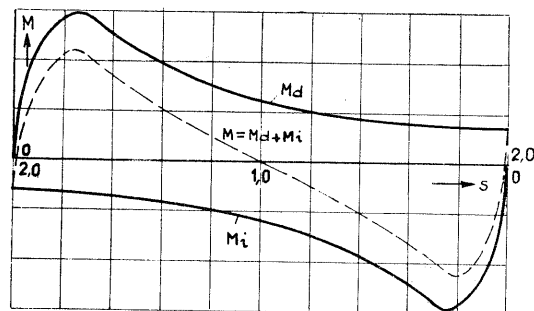
$$M = \frac{q' U'^2 R_1''}{s \omega' \left[\left(R' + v' \frac{R_1''}{s} \right)^2 + (X'_r + v' X''_{rk1})^2 \right]} \quad (\text{VI.36.})$$

Rekli smo da je ovaj obrazac vrlo zgodan za razmatranje rada asinhronog motora, jer pored $U = \text{const}$, i stalnih vrednosti otpora, sadrži samo jednu promenljivu — klizanje s . Poznato je da kriva momenta $M = f(s)$ ima jedan izraziti maksimum odnosno prevalni momenat.

Da se odredi vrednost prevalnog momenta traži se izvod $\partial M / \partial s$, pa se dobije prevalno klizanje s_{pr} , pri kome se ima prevalni momenat

$$M_{pr} = \frac{q' U'^2}{2 \omega' [R' + \sqrt{R'^2 + (X'_r + v' X''_{rk1})^2}]} \quad (\text{VI.37.})$$

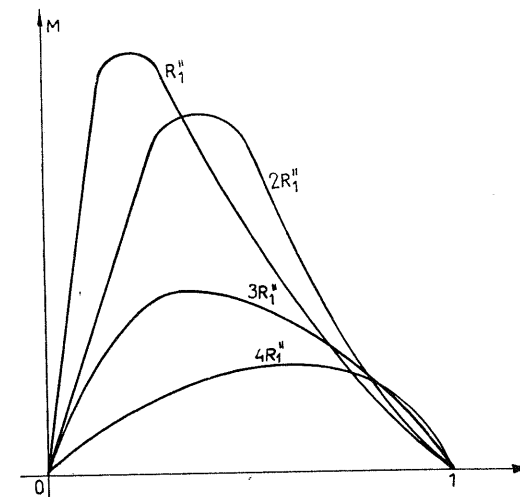
Pošto je omski otpor statora R' mali u odnosu na zbir induktivnih $(X'_r + X''_{rk1})$ prevalni momenat zavisi uglavnom od reaktansa rasipanja, tj. prevalni momenat je manji ukoliko su induktivni otpori usled rasipanja veći. Važno je zaključiti iz jednačine (VI.37.) da vrednost prevalnog momenta ne zavisi od omskog otpora rotora, dok jedino ovaj otpor ima uticaja na prevalno klizanje pri kome nastupa prevalni momenat, tj. stalna vrednost prevalnog momenta u zavisnosti od vrednosti prevalnog klizanja pomera se levo i desno.



Sl. VI.11.

Međutim, pri jednofaznom radu prevalni momenat pored zavisnosti od induktivnih otpora zavisi i od vrednosti omskog otpora rotora. Ovu zavisnost najbolje je sagledati iz sl. VI.11. Kada se poveća omski otpor rotora povećava se klizanje (smanjuje se brzina), ali se tada povećava i vrednost inverznog momenta, pa je rezultatni momenat manji. Krive momenta jednofaznog asinhronog motora razlikuju se od krive momenta pri trofaznom radu $M = f(s)$. Pri $U_{UV} = \text{const}$ (što odgovara pri trofaznom radu $U' = \text{const}$), ovaj konstantni napon deli se u zavisnosti od klizanja s na impedansu direktnog sistema Z_{sd} i impedansu inverznog

sistema Z_{si} , ako da ako je napon mreže konstantan nisu konstantni njegovi delovi koji otpadaju na razne impedanse. Pri povećanju omskog otpora povećava se klizanje inverzne impedanse i inverzni momenat tako da je rezultatni momenat manji. Ilustracije radi na sl. VI.12. predstavljene su krive momenta jednofaznog asinhronog motora u zavisnosti od klizanja i vrednosti omskog otpora rotora. Prema tome da bi prevalni momenat jednofaznog asinhronog motora bio što veći potrebno je da otpori rotora omski R_1'' i induktivni usled rasipanja X''_{rk1} budu što manji.



Sl. VI.12.

Kod jednofaznih asinhronih motora većih snaga, za koje smo ranije rekli da se danas rede izrađuju, čiji su rotori nemotani, ova osobina se iskorišćuje za uspešnije regulisanje brzine pomoću rotorskog otpornika nego što je to slučaj kod trofaznih asinhronih motora.

2.4. Snaga. — Kada je motor priključen na trofaznu mrežu onda je njegova unutarnja snaga, tj. snaga obrtnog polja

$$P_3 = q_3 I_3 E_3 \quad (\text{VI.38.})$$

Kada se prema sl. VI.1. prekine jedna faza, onda motor radi kao jednofazni i odgovarajuća je snaga

$$P_1 = q_1 I_1 E_1 \quad (\text{VI.39.})$$

gde su E_3 i E_1 ems po fazi. Ako pretpostavimo da su ems po fazi jednake naponima po fazi, a to možemo učiniti tim pre što ćemo tražiti odnos ovih snaga, onda je pri trofaznom radu $E_3 = U/\sqrt{3}$ a pri jednofaznom $E_1 = U/2$. Prema sl. VI.1. u prvom slučaju je broj faza $q_3 = 3$ a u drugom $q_1 = 2$. Zamenivši i struje sa gustinama struja Δ i preseccima provodnika imamo za odnos snaga

$$\frac{P_1}{P_3} = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{\Delta_1}{\Delta_3} \quad (\text{VI.40.})$$

Ako se usvoje iste gustine struje onda snaga koja se može postići pri jednofaznom radu iznosi oko 57% snage pri trofaznom radu, $P_1 = 0,576 P_3$. Međutim, kada se sa trofaznog rada pređe na jednofazni može se dozvoliti nešto veće zagrevanje mašine odnosno nešto veća gustina struje ($\Delta_1 > \Delta_3$). Ovo povećanje gustine struje iznosi oko 8%, pa u ovom slučaju za odnos snaga dobijamo $P_1/P_3 = 0,624$. Prema tome, snaga koja se može postići pri jednofaznom radu iznosi prosečno 60% snage pri trofaznom radu.

Prethodno izloženo može se i ovako reći: ako je β sačinilac koji određuje mogućnost postizanja snage pri trofaznom radu u odnosu na jednofazni

$$P_3 = \beta P_1 \quad (\text{VI.41.})$$

onda je sačinilac β u ovom slučaju prema jednačini (VI.41.) $= \sqrt{3} \Delta_3/\Delta_1 = \sqrt{3}/1,08 = 1,6$ a to praktično znači da se pri proračunu jednofaznog motora možemo služiti obrascima za trofazni množeći snagu jednofaznog motora sa 1,6. U nekom drugom slučaju β može imati drugu vrednost.

VII. JEDNOFAZNI ASINHRONI MOTORI

1. MAGNETNO KOLO I NAMOTI

Magnetno kolo jednofaznog asinhronog motora je isto kao i trofaznog. Namot rotora kod većih mašina, koje se danas ređe upotrebljavaju, je višefazni, a kod manjih koje naročito danas imaju sve veću primenu je u kratkom spoju.

Namoti jednofaznih motora su analizirani u članu I.12.

2. NAČIN RADA

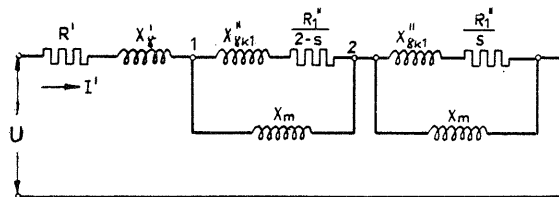
Rad jednofaznog asinhronog motora može se razmatrati na dva načina. Prvi i ujedno stariji način je pomoću teorije poprečnog polja. Prema ovom načinu obrtno polje koje stvara rotor razlaže se na dva nepokretna naizmenična (pulzirajuća) polja od kojih je jedno na istom mestu kao i polje statora tako da ova dva čine jedno rezultantno uzdužno polje i drugo naizmenično nepokretno polje rotora koje je od uzdužnog pomerenom za polovinu polnog koraka i koje se naziva poprečno polje.

Drugi način kojim ćemo se i mi služiti, da bi fizički shvatili rad motora, je pomoću teorije obrtnih polja. Kada kroz namot statora prolazi jednofazna struja ona stvara nepokretno naizmenično polje. Ovo pulzirajuće polje možemo rastaviti na dva obrtna upola manjih amplituda i koja se obrću u suprotnim smerovima, od kojih ćemo jedno zvati direktno a drugo inverсно obrtno polje. Ako rotor stoji onda svako polje indukuje u provodnicima rotora ems i struje, tako da će momenti oba polja biti jednaki i suprotni, te se uravnotežavaju i rotor i dalje ostaje u stanju mirovanja. Prema tome je i polazni momenat jednofaznog asinhronog motora, kada je klizanje $s = 1$, jednak nuli, kao što smo ranije videli prema sl. VI.11. Ako se rotoru pomogne da krene u nekom smeru, onda je momenat M_d direktnog polja tj. onog koje se obrće zajedno sa rotorom veći od momenta inverсноnog polja (sl. VI.11.) i motor nastavlja i dalje da radi. Kada brzina rotora u odnosu na direktno polje bude u blizini sinhrona, onda je klizanje rotora u odnosu na direktno polje s . U odnosu na inverсно polje brzina rotora je jednaka skoro dvostrukoj sinhronoj brzini a klizanje je $2 - s$. Prema tome jednofazna asinhrona mašina ponaša se kao dve trofazne. Kod jedne imamo uslove iste kao kod kočnice sa klizanjem $2 - s$. Dakle, rotor ima dvostruku ulogu, jednu kao trofazni asinhroni motor, a drugu kao kočnica.

Oba obrtna polja indukuju u provodnicima rotora i ems i struje. Učestanost ems i struja koje potiču od direktnog polja ista je kao kod trofaznog motora tj. vrlo mala i iznosi $f_d = sf'$, a učestanost istih veličina koje potiču od inverсноnog obrtnog polja je skoro dva puta veća od primarne učestanosti i iznosi $f_i = (2 - s)f'$.

3. UPROŠĆENI KRUŽNI DIJAGRAM

U članu VI.1. smo videli da se jednofazni asinhroni motor može smatrati kao dva sjedinjena trofazna motora. Ako posmatramo obični jednofazni asinhroni motor čije otpore statora obeležimo sa R' i X'_γ , onda slično ekvivalentnoj šemi na sl. VI.4. možemo nacrtati ekvivalentnu šemu kao na sl. VII.1. Kružni dijagram ćemo izvesti sukcesivno transfiguracijom ekvivalentne šeme na sl. VII.1. da bi dobili dve paralelne grane koje se priključuju na isti napon mreže U , slično kao što smo uradili u članu V.8. pri razmatranju kružnog dijagrama trofaznog asinhronog motora.



Sl. VII.1.

Deo kola od tačke 1. do 2. ekvivalentne šeme na sl. VII.1. koji odgovara inverznom polju možemo zameniti ekvivalentnom impedansom

$$Z''_{si} = \frac{R'_1}{2-s} \cdot \frac{X_m^2}{\left(\frac{R'_1}{2-s}\right)^2 + (X''_{\gamma k1} + X_m)^2} + j \frac{X_m \left(\frac{R'_1}{2-s} \right)^2 + X''_{\gamma k1} X_m (X''_{\gamma k1} + X_m)}{\left(\frac{R'_1}{2-s}\right)^2 + (X''_{\gamma k1} + X_m)^2} \quad (\text{VII.2})$$

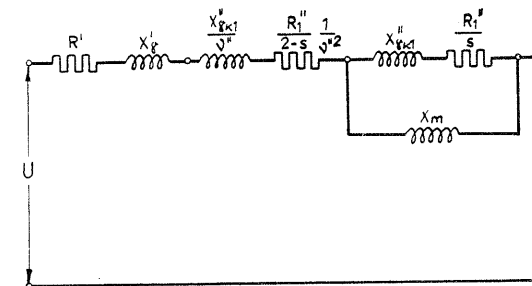
ili

$$Z''_{si} = \frac{R'_1}{2-s} \cdot \frac{1}{\left(\frac{R'_1}{X_m}\right)^2 + \left(\frac{X''_{\gamma k1} + X_m}{X_m}\right)^2} + j \frac{X_m \left(\frac{R'_1}{X_m}\right)^2 + \frac{X''_{\gamma k1} (X''_{\gamma k1} + X_m)}{X_m}}{\left(\frac{R'_1}{X_m}\right)^2 + \left(\frac{X''_{\gamma k1} + X_m}{X_m}\right)^2} \quad (\text{VII.2a.})$$

Kako je $X_m \ll R'_1$, onda pogotovo za mala klizanja možemo zanemariti $\frac{R'_1}{2-s} / X_m \approx 0$. Prema definiciji, kao što smo rekli u članu V.2. $(X''_{\gamma k1} + X_m) / X_m$ predstavlja Hopkinsonov sačinilac rasipanja sekundara v'' , pa za ekvivalentnu impedansu inverznog obrtnog polja dobijamo

$$Z''_{si} \approx \frac{R'_1}{2-s} \cdot \frac{1}{v''^2} + j \frac{X''_{\gamma k1}}{v''} \quad (\text{VII.3.})$$

Uvođenjem ove impedanse dobijamo novu ekvivalentnu šemu na sl. VII.2. umesto one na sl. VII.1. Ako ovu ekvivalentnu šemu pretstavimo kao na sl. VII.3. onda su vrednosti označenih impedansa



Sl. VII.2.

$$Z' = R' + \frac{R'_1}{2-s} \cdot \frac{1}{v''^2} + j \left(X'_\gamma + \frac{X''_{\gamma k1}}{v''} \right) = r' + j x' \quad (\text{VII.4.})$$

$$Z''_{k1} = \frac{R'_1}{s} + j X''_{\gamma k1} \quad (\text{VII.5.})$$

$$Z_m = R_m + j X_m \quad (\text{VII.6.})$$

Pri praznom hodu je $s = 0$ pa je struja praznog hoda, pošto nemamo struje u kolu rotora

$$I_0 = \frac{U}{Z' + Z_m} = \frac{U}{Z_0} \quad (\text{VII.7.})$$

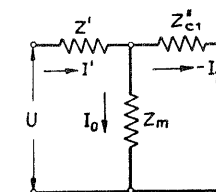
gde je $Z_0 = Z' + Z_m$.

Pri ma kome radu primarna struja je prema sl. VIII.3.

$$I' = U \frac{Z''_{k1} + Z_m}{Z' Z''_{k1} + Z' Z_m + Z''_{k1} Z_m} \quad (\text{VII.8.})$$

a sekundarna

$$-I''_1 = I' - I_0 = U \left[\frac{Z''_{k1} + Z_m}{Z' Z''_{k1} + Z' Z_m + Z''_{k1} Z_m} - \frac{1}{Z' + Z_m} \right] \quad (\text{VII.9.})$$



Sl. VII.3.

Kada ovaj izraz u srednjim zagradama sredimo dobijamo

$$\frac{Z_m^2}{Z'^2 Z_{k1} + Z'^2 Z_m + 2 Z' Z_{k1} Z_m + Z' Z_m^2 + Z_{k1}^2 Z_m^2}$$

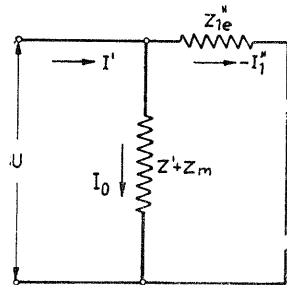
ili

$$\frac{1}{Z' \left(1 + \frac{Z'}{Z_m}\right) + Z_{k1} \left(1 + \frac{Z'^2}{Z_m^2}\right) + \frac{2 Z' Z_m^2}{Z_m}}$$

Kako je $Z_m \gg Z' \approx Z_{k1}$, to ćemo zanemariti poslednji član u imenitelju prethodnog izraza te za neku ekvivalentnu impedansu rotorove struje, kada bi rotorovo kolo priključili na napon mreže U , dobijamo

$$Z_{1e}'' = Z' \left(1 + \frac{Z'}{Z_m}\right) + Z_{k1} \left(1 + \frac{Z'^2}{Z_m^2}\right) \quad (\text{VII.10.})$$

To znači da ekvivalentnu šemu sa sl. VII.3. možemo preobraziti u ekvivalentnu šemu prikazanu na sl. VII.4. odnosno takvu kao da su grane magnećenja, prema jednačini (VII.7.), i rotorova grana prema jednačinama (VII.9.) i (VII.10.) direktno priključene na napon mreže U . Vrednost impedanse u grani magnećenja ekvivalentne šeme na sl. VII.4. u saglasnosti sa jednačinama (VII.4.) i (VII.6.), je



Sl. VII.4.

Vrednost ekvivalentne impedanse u grani rotora ekvivalentne šeme na sl. VII.4. prema jednačinama (VII.9.), (VII.4.), (VII.5.) i (VII.6.), ako zanemarimo aktivan otpor u grani magnećenja R_m , koji odgovara gubicima u gvožđu, iznosi

$$Z_{1e}'' = \left[R' + \frac{R_1''}{2-s} \cdot \frac{1}{v'^2} + j \left(X_Y' + \frac{X_{Yk1}''}{v''} \right) \right]$$

$$\left[1 + \frac{R' + \frac{R_1''}{2-s} \cdot \frac{1}{v'^2} + j \left(X_Y' + \frac{X_{Yk1}''}{v''} \right)}{j X_m} \right] + \left(\frac{R_1''}{s} + j X_{Yk1}'' \right)$$

$$\left\{ 1 + \frac{\left[R' + \frac{R_1''}{2-s} \cdot \frac{1}{v'^2} + j \left(X_Y' + \frac{X_{Yk1}''}{v''} \right) \right]^2}{(j X_m)^2} \right\}$$

Kako je $X_m \gg R' \approx R_1''$, možemo u ovom izrazu zanemariti $R' + \frac{R_1''}{2-s}$ tamo gde se deli sa X_m pa je

$$Z_{1e}'' = \left[R' + \frac{R_1''}{2-s} \cdot \frac{1}{v'^2} + j \left(X_Y' + \frac{X_{Yk1}''}{v''} \right) \right]$$

$$\left[1 + \frac{X_Y' + X_{Yk1}'' \cdot \frac{1}{v''}}{X_m} \right] + \left(\frac{R_1''}{s} + j X_{Yk1}'' \right) \left[1 + \frac{\left(X_Y' + \frac{X_{Yk1}''}{v''} \right)^2}{\frac{X_m^2}{X_m}} \right]$$

Ako obeležimo

$$\sigma = 1 + \frac{X_Y'^2 + \frac{X_{Yk1}''^2}{v''^2}}{X_m}$$

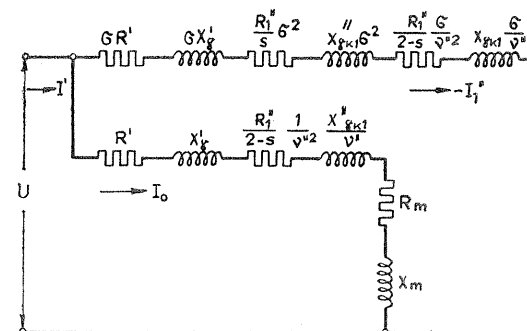
onda je

$$1 + \frac{\left(X_Y' + \frac{X_{Yk1}''}{v''} \right)^2}{X_m} \approx \sigma^2$$

pa je

$$Z_{1e}'' = \sigma R' + \frac{R_1''}{s} \sigma^2 + \frac{R_1''}{2-s} \frac{1}{v'^2} \sigma + j \left(X_Y' \sigma + X_{Yk1}'' \frac{\sigma}{v''} + X_{Yk1}'' \sigma^2 \right) \quad (\text{VII.12.})$$

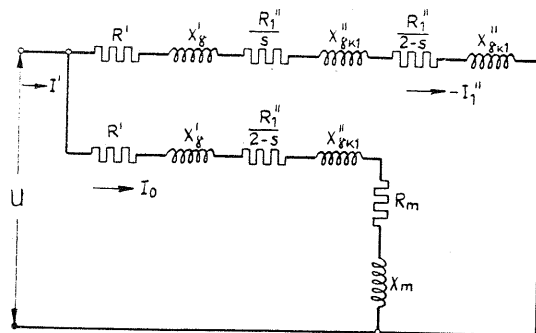
Na taj način, koristeći jednačine (VII.11.) i (VII.12.) možemo ekvivalentnu šemu sa sl. VII.4. predstaviti kao na sl. VII.5.



Sl. VII.5.

Ako hoćemo da idemo ka daljem uprošćenju ekvivalentne šeme jednofaznog asinhronog motora sa sl. VII.5. kako se u praksi obično čini, onda možemo sačinioce rasipanja uzeti približno jednake jedinici ($v' \approx 1$, $\sigma \approx 1$) te za praktičnu ekvivalentnu šemu jednofaznog asinhronog motora dobijamo kao na sl. VII.6.

Na kraju valja napomenuti da otpor $R_m = P_{Fe}/I_0^2$ treba uzeti u Z_m u obzir samo u grani struje praznog hoda da bi na taj način vodili računa o gubicima u gvožđu, dok u grani rotora ovo nije potrebno i zato smo u Z_{1e} računavali samo reaktansu magnecenja.



Sl. VII.6.

Sada ćemo za razmatranja o kružnom dijagramu posmatrati uprošćenu ekvivalentnu šemu sa sl. VII.6. Da je njeno korišćenje opravdano možemo zaključiti iz značenja i vrednosti prethodno zanemarnih sačinilaca ν' i σ . Iako ovi sačinioi imaju fizički smisao oni ne zavise od klizanja te ne utiču na oblik kružnog dijagrama. Pošto su po vrednosti vrlo bliski jedinici onda oni zanemarljivo malo utiču na rezultate koji se dobijaju iz kružnog dijagrama. Prema tome posmatrajući uprošćenu ekvivalentnu šemu sa sl. VII.6. dobijamo približan kružni dijagram, vrlo blizak stvarnom.

Pošto je pri praznom hodu ($s \approx 0$) sekundarna struja jednaka nuli ($\frac{R_1''}{s} \approx \infty$), onda je struja u grani magnecenja jednaka struji praznog hoda, a ova primarnoj struji

$$I_0 = \frac{U'}{R' + \frac{R_1''}{2} + R_m + j(X_1' + X_{1k1}'' + X_m)} \quad (VII.13.)$$

Iz ekvivalentne šeme vidimo da se i pri raznim opterećenjima, tj. za razne vrednosti klizanja s , struja praznog hoda menja zanemarljivo malo, jer se menja samo član $R_1''/(2-s)$, a pri tome je aktivni otpor $R_m \gg R_1'' \approx R'$.

Struja u rotoru pri ma kom klizanju, prema šemi na sl. VII.6. je

$$-I_1'' = \frac{U'}{R' + \frac{R_1''}{s} + \frac{R_1''}{2-s} + j(X_1' + 2X_{1k1}'')} \quad (VII.14.)$$

ili kad ovaj izraz sredimo

$$-I_1'' = U' \frac{s(2-s)}{2R_1'' + [R' + j(X_1' + 2X_{1k1}'')]s(2-s)} \quad (VII.14.a)$$

Kad jednačinu (VII.14.a.) uporedimo sa izrazom za krug u vektorskom obliku

$$-I_1'' = U' \frac{A + Bq}{C + Dq} \quad (VII.15.)$$

vidimo da je ovde u odnosu na jednačinu (VII.14.a.)

$$\begin{aligned} A &= 0 & B &= 1 & C &= 2R_1'' \\ D &= R' + j(X_1' + 2X_{1k1}'') & q &= s(2-s) \end{aligned} \quad (VII.16.)$$

gde je

$$s = 1 \pm \sqrt{1-q} \quad (VII.17.)$$

Prema tome u saglasnosti sa jednačinom (VII.15.) vektor rotorne struje $-I_1''$, slično kao i za trofazni motor, opisuje krug pri promeni parametra q . Pri tome je otpor rotornog kola (sl. VII.6.)

$$Z_q'' = R' + \frac{2R_1''}{q} + j(X_1' + 2X_{1k1}'') \quad (VII.18.)$$

Kako je s realni parametar koji se kreće u granicama $\pm \infty$ to je i q realni parametar koji se u odnosu na s prema jednačini (VII.16.) kreće u granicama od 1 do $-\infty$. Pošto se q kreće samo u granicama od 1 do $-\infty$ onda geometrijsko mesto vrha vektora struje nije potpun krug već izostaje deo od $q = 1$ do $q = +\infty$ tj. deo koji odgovara kočnici. Prema jednačini (VII.17.) za svaku vrednost q odgovaraju dve vrednosti klizanja kao na primer:

q	1	0,75	0,5	0,36	0	-3	-8	$-\infty$
s	1	1,5	1,75	1,16	2	3	4	$+\infty$
	1	0,5	0,75	0,4	0	-1	-2	$-\infty$

Prema obrascu (VII.14.) maksimalna vrednost rotorske struje biće pri

$$R' + \frac{R_1''}{s} + \frac{R_1''}{2-s} = 0$$

tj. kada je struja čisto reaktivna. Ta vrednost struje u nekoj razmeri za struje (a) predstavljaće prečnik kruga

$$D = \frac{U'}{X_1' + 2X_{1k1}''} \cdot \frac{1}{a} \quad (VII.19.)$$

Prema tome kada na vrh vektora struje praznog hoda (sl. VII.7.) dodamo maksimalnu vrednost rotorne struje paralelno sa apscisom, odmah smo odredili i prečnik kruga, a time njegov centar i čitav krug.

Na osnovi ekvivalentne šeme na sl. VII.6. možemo izvesti i vrednosti pojedinih snaga, gubitaka i momenata.

odredi se i nacрта struja praznog hoda I_0 čiji je vrh vektora u tački O' . Zatim se prema jednačini (VII.19.) odredi prečnik kruga D i nanese od tačke O' , paralelno sa apcisolom. Time je određen i centar kruga M . Sada od tačke O' u razmeri za otpore povučemo po horizontali duž $\overline{O'C}$ koja odgovara otporima $X'_r + 2X'_{rk1}$, a po vertikali R' , i dva puta po R'_1 , tako da dobijemo tačke B , E i A . Kada spojimo ove tačke sa O' dobijamo crtu snage obrtnog polja ($P_{ob} = O$) koja je prema jednačini (VII.24.) jednaka nuli za $s = 0$ i $s = -\infty$ i zatim crtu snage rotora ($P_r = 0$), koja je prema jednačini (VII.28.) jednaka nuli za $s = 0$ i $s = 1$. Takođe se dobija i crta snage koja odgovara momentu elektromagnetnih sila ($P_M = 0$), koja je prema jednačini (VII.26.) samo za mala klizanja srazmerna sa $P'_{Cu}/2$. Pri većim klizanjima ovu snagu treba računati prema obrascu (VII.25.) jer linija $P_M = 0$ nije više prava nego prelazi u tačku $s = 1$, pri kome je klizanju ova snaga jednaka nuli. Ako od tačke O' povučemo vertikalno duž $\overline{O'O''}$ koja odgovara mehaničkim i dodatim

gubicima P_{vfd} , tj. u razmeri za snage $w \overline{O'O''} = \frac{P_{\text{vfd}}}{U'}$ onda linija $\overline{O''T_k}$ predstavlja crtu korisne snage motora $P = 0$.

Klizanje grafički određujemo na sledeći način. U tački O' povučemo ordinatu a zatim paralelu sa crtom $P_{\text{ob}} = 0$ na toj visini da je duž Km zgodno deljiva na sto delova. Zatim vektor sekundarne struje $-I_1''$, koji sabiramo sa I_0 , da dobijemo vektor primarne struje I' , kojim je karakterisan rad motora u tački T , produžimo do tačke n , preseka sa Km . Iz sličnosti trouglova $O'Km$ i $O'ab$, koji imaju dve strane paralelne i jednu zajedničku dobijamo

$$\frac{ab}{O'b} = \frac{\overline{O'K}}{Km}$$

Iz istog razloga slični su i trouglovi $O'Kn$ i $O'Tb$ te iz njih dobijamo

$$\frac{\overline{O'b}}{Tb} = \frac{\overline{Kn}}{\overline{O'K}}$$

Iz ove dve srazmere dobijamo da je

$$\frac{\overline{ab}}{Tb} = \frac{\overline{Kn}}{Km}$$

ili u saglasnosti sa obrascima (VII.23.) i (VII.24.)

$$\frac{\overline{ab}}{Tb} = \frac{\overline{Kn}}{Km} = \frac{2 R_1'' I_1''^2}{P_{\text{ob}}} = \frac{P_{\text{Cu}}''}{P_{\text{ob}}} \quad (\text{VII.29.})$$

Kako je prema obrascu (VII.27.)

$$\frac{P_{\text{Cu}}''}{P_{\text{ob}}} = q = s(2 - s) = 1 - (1 - s)^2 \quad (\text{VII.29.a.})$$

dobijamo koristeći čitavu duž $\overline{Km}$ od sto delova

$$\frac{\overline{Km} - \overline{Kn}}{\overline{Km}} = \frac{\overline{nm}}{\overline{Km}} = 1 - \frac{\overline{Kn}}{\overline{Km}} = (1 - s)^2 \quad (\text{VII.30.})$$

ili

$$s = 1 - \sqrt{\frac{\overline{nm}}{\overline{Km}}} \quad (\text{VII.31.})$$

Prema tome po primenjenoj konstrukciji nemože se klizanje odrediti direktno kao kod trofaznog motora već $(1 - s)^2$, pa se onda izračunava po obrascu (VII.31.).

Za razliku od trofaznog asinhronog motora kod jednofaznog asinhronog motora maksimalni momenat, kako je još ranije spomenuto, znatno zavisi od vrednosti rotorovog otpora R_1'' . Rezultantni momenat jednak je razlici momenta usled direktnog i inverznog polja

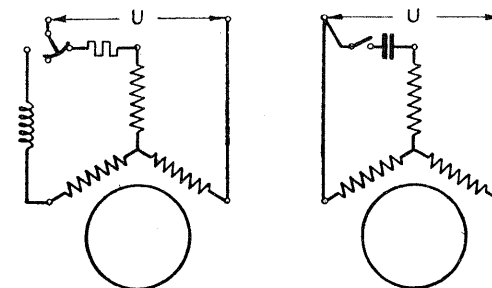
$$M = M_{\text{obd}} - M_{\text{obi}} \quad (\text{VII.32.})$$

4. PUŠTANJE U RAD JEDNOFAZNOG ASINHRONOG MOTORA

U članu 2. smo rekli da pri klizanju $s = 1$ tj. kada rotor miruje, u jednofaznom asinhronom motoru postoji nepokretno naizmenično polje, rezultatni momenat je jednak nuli, te motor ne može sam da krene. Zbog toga se za stvaranje polaznog momenta primenjuju različiti uređaji koji omogućavaju da motor sam krene. Ove uređaje uglavnom sačinjavaju pomoćna faza, jedna vrsta otpora (omski, induktivni ili kapacitivni) i prekidač bilo obični, a najčešće centrifugalni. Kombinacijom ovih elemenata ostvaruje se više načina za puštanje u rad jednofaznog asinhronog motora.

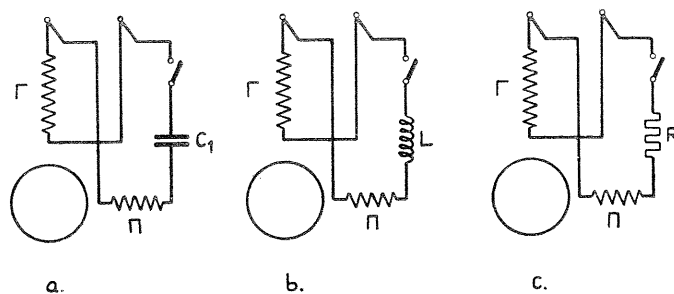
U svakom slučaju, pošto glavni namot statora zauzima 2/3 žlebova (u izuzetnim slučajevima i 3/4), stavlja se u preostalu, sada dobro došlu, 1/3 žlebova pomoćni namot koji je od glavnog namota prostorno pomešten za 90 električnih stepeni. Ovaj pomoćni namot naziva se pomoćna faza. To je već jedan uslov za stvaranje obrtnog polja. Sada je potrebno da se na ma koji način postigne to da su struje pri puštanju motora u rad u glavnoj i pomoćnoj fazi pomeštene i vremenski. To se postiže ako se za vreme puštanja u rad na red sa pomoćnom fazom veže omski otpor R ili induktivnost L ili kapacitivnost C . Sada pri puštanju motora u rad pored prostornog pomeraja namota glavne i pomoćne faze imamo i vremenski pomeraj struja u njima, te nastaje obrtno magnetno polje koje u opštem slučaju, zbog nesimetrije struja u statoru, nije kružno već eliptično. Prema tome za vreme puštanja u rad motor radi kao dvofazni, a kada rotor postigne određenu brzinu pomoćna faza se isključi te motor nadalje radi kao jednofazni.

Na sl. VII.8. prikazane su dve šeme za puštanje u rad trofaznog asinhronog motora koji treba da radi jednofazno. U ovom slučaju za puštanje motora u rad koriste se namoti svih faza (od kojih je jedna pomoćna), a pomoću otpora R , induktivnosti L ili kapacitivnosti C stvara se nesimetričan trofazni ili dvofazni sistem.



Sl. VII.8.

Na sl. VII.9. prikazane su neke šeme za puštanje u rad jednofaznog asinhronog motora sa pomoćnom fazom (II). Po postizanju oko 80% nominalne brzine pomoćna



Sl. VII.9.

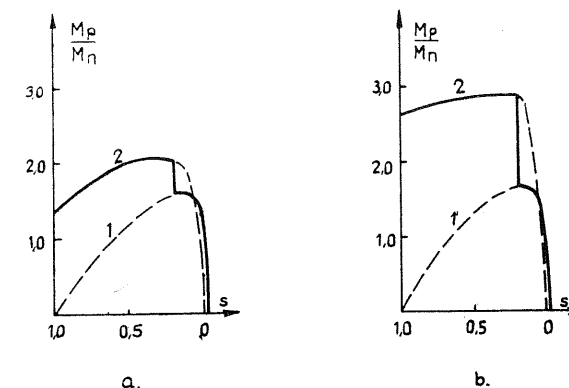
faza sa otporom omskim, induktivnim ili kapacitivnim isključi se pomoću centrifugalnog prekidača, te motor nadalje radi kao jednofazni pri čemu ostaje uključena samo glavna faza I.

5. VRSTE I PRIMENE JEDNOFAZNOG ASINHRONOG MOTORA

Jednofazni asinhroni motori mogli bi se prema načinima puštanja u rad podeliti u tri vrste. Ali se ova podela obično ne čini pošto su to sve jednofazni motori. Po načinima puštanja u rad možemo razlikovati samo njihove osobine u odnosu na polazni momenat. Na sl. VII.10.a. prikazana je kriva momenta (1) pri puštanju u rad bez pomoćne faze odnosno kada se motor priključi na mrežu pa se rotoru na primer rukom pomogne da krene. Kriva 2 na sl. VII.10.a. predstavlja polazni momenat pri puštanju u rad kada je u pomoćnu fazu uključen omski otpor R (šema na sl. VII.9.). Polazni momenat je oko 20% veći od nominalnog ($M_p = 1,2 M_n$). Kada se po postizanju oko 80% nominalne brzine isključi otpor R i pomoćna faza, karakteristika momenta prelazi na krivu 1 koja odgovara jednofaznom asinhronom motoru. Zbog relativno malog polaznog momenta jednofazni asinhroni motor sa ovim načinom puštanja u rad primenjuje se za one mašine i uređaje koji se puštaju u rad naprazno pa zatim optereće, kao na primer: razne kancelarijske mašine, mašine za domaćinstvo (centrifuge, razne mešalice), zatim za mašine za poliranje, za razna točila za oštrenje i brušenje, zatim u nizu medicinskih aparata itd. Slično vrednosti polaznih karakteristika imaju i motori koji se puštaju u rad pomoću induktivnog otpora pa stoga imaju slične primene.

Na sl. VII.10.b. kriva 1. prikazuje istu krivu momenta kao na sl. VII.10.a., a kriva 2. prikazuje momenat pri puštanju u rad kada je u pomoćnu fazu uključen kondenzator C (šema na sl. VII.9.a.). Polazni momenat je 2,5 do 3 puta veći od nominalnog, a u naročito zahtevanim slučajevima može se postići i do 4,5 puta veći od nominalnog. Prema tome jednofazni asinhroni motori koji se puštaju u rad pomoću kondenzatora imaju najveći polazni momenat. Zbog toga se oni primenjuju za one mašine i uređaje koji kreću u rad pod punim opterećenjem te zahtevaju veliki

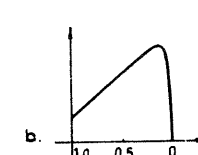
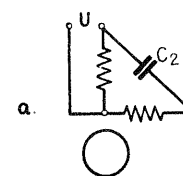
polazni momenat kao na primer: kompresori, benzinske pumpe, uređaji za klimatizaciju, frižideri itd.



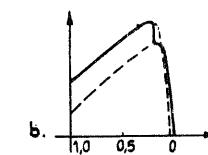
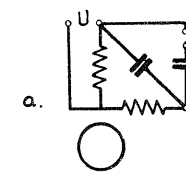
Sl. VII.10.

Mana svih jednofaznih asinhronih motora je da im je mali stepen iskorišćenja i loš sačinilac snage, zatim što je iskorišćenje aktivnog materijala veoma malo, tako da im snaga opada na oko 60% one koja bi se mogla postići kad motor radi kao trofazni. Ovo povlači i nedovoljnu sposobnost preopterećljivosti, tako da ako se ova želi da poveća snaga motora je još manja.

Međutim može se, kao na sl. VII.11.a. u pomoćnoj fazi ostaviti stalno uključen kondenzator. Tada se ustvari prelazi na dvofazni motor. Njegov kapacitet C_2 nije isti kao kondenzatora C_1 na sl. VII.10.a., jer je C_1 izračunat za maksimalni momenat pri puštanju u rad, a C_2 za simetričan rad pri nekom, na primer, nominalnom opterećenju. U ovom slučaju polazni momenat je svega 0,3 do 0,5 nominalnog, ali se radne karakteristike motora znatno poboljšavaju, odnosno veći je prevalni momenat, sačinilac snage je približno jednak jedinici jer reaktivnu struju magnetčenja kompenzira kondenzator, bolji je stepen iskorišćenja i veća je snaga motora pri istim dimenzijama magnetnog kola nego kada radi kao monofazni. Za postizanje



Sl. VII.11.



Sl. VII.12.

i velikog polaznog momenta upotrebljava se šema kao na sl. VII.12.a. prema kojoj se pored stalnog kondenzatora u pomoćnoj fazi, stavlja još jedan kondenzator koji služi samo za puštanje motora u rad.

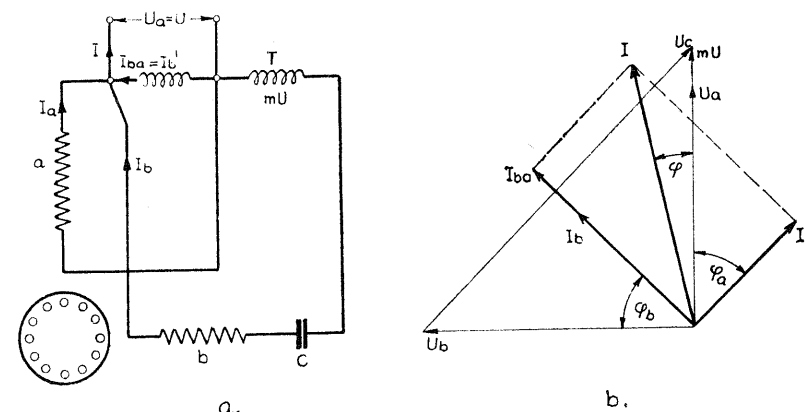
Po postizanju određene brzine ovaj polazni kondenzator se isključuje. Tada su, prema dijagramu na sl. VII.12.b. i polazne osobine motora dobre, a i radne karakteristike su slične trofaznom motoru. Motori koji rade pomoću dve faze od kojih je u jednoj stalno uključen kondenzator i koji se priključuju na jednofaznu mrežu poznati su pod imenom kondenzatorski motori. Pošto se oni razlikuju od običnih jednofaznih, tako da čine posebnu grupu asinhronih motora, mi ćemo ih u sledećem odeljku posebno razmotriti.

VIII. JEDNOFAZNI ASINHRONI KONDENZATORSKI MOTORI

1. TEORIJA KONDENZATORSKIH MOTORA

1.1 Način gradnje. — Da bi se dobio potreban napon na kondenzatoru koji je stalno uključen u jednu fazu potrebno je povećati napon te faze. U principu to bi se moglo izvesti prema šemi prikazanoj na sl. VIII.1.a. Na statoru je dvofazni simetričan namot čije su faze obeležene sa a i b . Faza a je direktno priključena na jednofaznu mrežu, a faza b preko kondenzatora C i autotransformatora T . Pogodnim izborom kapaciteta kondenzatora C i odnosa transformacije autotransformatora

$$m = \frac{U''}{U'} = \frac{N''}{N'} \quad (\text{VIII.1.})$$



Sl. VIII.1.

može se pri nekom određenom opterećenju postići simetričan rad obe faze kondenzatorskog motora. Ako odgovarajuće struje i napone obeležimo sa I_a , U_a i I_b , U_b onda za simetričan rad treba da je ispunjen uslov

$$\begin{aligned} U_b &= j U_a \\ I_b &= j I_a \end{aligned} \quad (\text{VIII.2.})$$

i da su uglovi između odgovarajućih struja i napona jednaki $\varphi_a = \varphi_b$.

Međutim, struja mreže I biće jednaka zbiru struje faze a (I_a) i primarne struje autotransformatora (I_b) tj. struje svedene na primarnu stranu ili što je isto struje svedene na fazu a (I_{ba}) jer su faza a i primar transformatora pod istim naponom, $U_a = U$. S obzirom na odnos transformacije m struja faze b svedena na primar (odnosno fazu a) je

$$I_{ba} = m I_a$$

odnosno

$$I_{ba} = j m I_a \quad (\text{VIII.3.})$$

pa je struja mreže

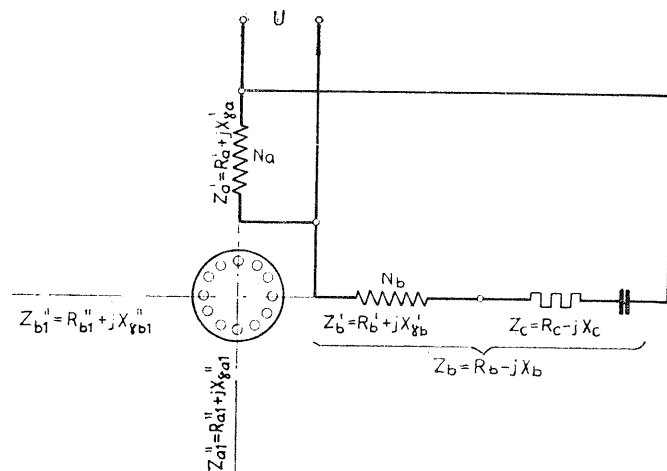
$$I = I_a + I_{ba} \quad (\text{VIII.4.})$$

Prema šemi na sl. VIII.1.a. možemo napisati i jednačinu za napone

$$m U = U_b + U_c \quad (\text{VIII.5.})$$

Na osnovi šeme na sl. VIII.1.a. i izvedenih jednačina možemo nacrtati vektorski dijagram kao na sl. VIII.1.b. zanemarujući padove napona u autotransformatoru. Struja I_b u odnosu na napon kondenzatora U_c prednjači za $\pi/2$.

Mana ovakvog kondenzatorskog motora je što se mora pored motora i kondenzatora imati i autotransformator. Da bi se dobili isti uslovi rada može se autotransformator izbeći, što se praktično u većini slučajeva dešava, ako se uzme odnos broja provodnika faze b (N_b) i faze a (N_a) jednak odnosu transformacije transformatora m . Zapravo ovde bi za odnos transformacije trebalo da se uzmu u obzir i navojni sačinioči obeju faza. Međutim, uvek obe faze zauzimaju po isti broj žlebova tako da su navojni sačinioči jednaki. I u ovom slučaju, pri određenoj vrednosti kapaciteta kondenzatora, rad motora biće simetričan samo pri odgovarajućem opterećenju. Za svako drugo opterećenje njegov rad će biti nesimetričan. Pošto je kondenzatorski motor dvofazni, to se njegov rad pri ma kome opterećenju može razmatrati kao nesimetrični rad svakog višefaznog motora. Stoga ćemo se i pri razmatranju nesimetričnog rada kondenzatorskog motora poslužiti metodom simetričnih komponenata.



Sl. VIII.2.

Za bazu razmatranja uzećemo šemu kondenzatorskog motora predstavljenu na sl. VIII.2. sa fazom a čiji je broj provodnika N_a i fazom b čiji je broj provodnika N_b s kojom je na red vezan kondenzator kapaciteta C i omskog otpora R_c koji karakteriše gubitke snage u kondenzatoru. Odnos broja provodnika označićemo kao i ranije

$$m = \frac{N_b}{N_a} = \frac{U_b}{U_a} \quad (\text{VIII.1.})$$

Pošto ćemo sve posmatrati u odnosu na fazu a , pomoću odnosa provodnika možemo sve veličine faze b svesti na fazu a . Tako svedena struja faze b na fazu a treba da bude jednaka struji I_a

$$I_{ba} = I_a$$

ili iz uslova jednakosti magnetopobudnih sila

$$I_{ba} = m I_b = I_a \quad (\text{VIII.6.})$$

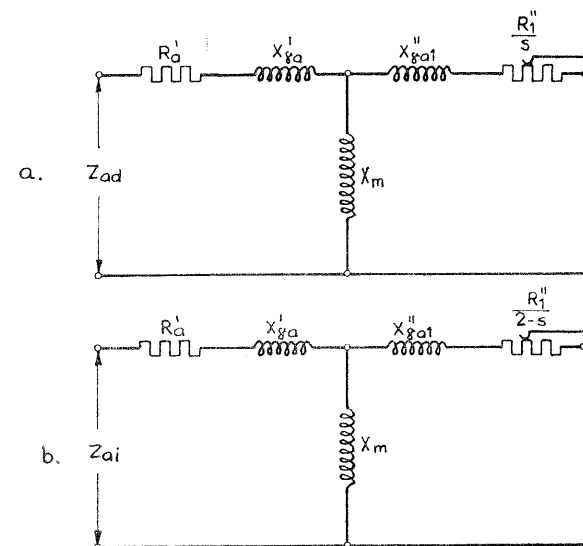
Naponi se svode iz jednakosti snaga, te je

$$U_{ba} = \frac{U_b}{m} \text{ ili } U_{ca} = \frac{U_c}{m} \quad (\text{VIII.7.})$$

Otpori se svode pomoću svedenih napona i struja, te je na primer:

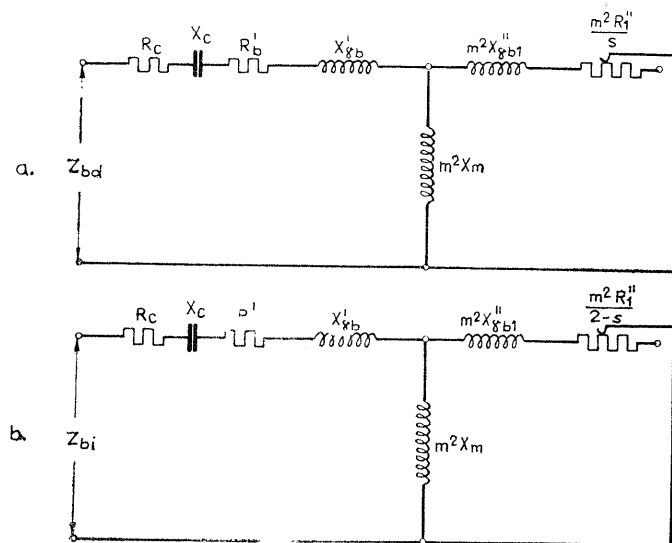
$$X_{ca} = \frac{X_c}{m^2} \quad (\text{VIII.8.})$$

Dalje, za kondenzatorski motor kao dvofazni ekvivalentna šema neće se ničim (bar za fazu a) razlikovati od ekvivalentne šeme svakog višefaznog asinhronog motora. Tako je za fazu a ekvivalentna šema za određivanje impedanse direktnog sistema prikazana na sl. VIII.3.a. Za određivanje impedanse inverznog sistema šema



Sl. VIII.3.

je kao na sl. VIII.3.b. u kojoj se mora uzeti u obzir da je klizanje u odnosu na inverzno polje ($2 - s$). Što se tiče faze b ranije je rečeno, da u cilju zajedničkog posmatranja, moramo sve otpore svesti na fazu a . Zbog toga prema obrascu (VIII.8.) moramo sve otpore faze b podeliti sa m^2 . Za razliku od faze a faza b ima u statorkom kolu na red vezan još kondenzator C , tako da će pored impedanse samog namota (otpori R_b/m^2 i X_b/m^2) imati otpor kondenzatora (takođe sveden na fazu a) kapacitivni X_c/m^2 i omski R_c/m^2 . Za kolo rotora otpori su isti, samo u impedansi direktnog sistema ponovo uzimamo u obzir da je klizanje s , a inverznog $2 - s$. Ako sve elemente ekvivalentne šeme faze b svedene na fazu a , pomnožimo sa m^2 onda dobijamo ekvivalentne šeme faze b za određivanje impedansi direktnog i inverznog sistema prikazane na sl. VIII.4.a. i b.



Sl. VIII.4.

1.2. Izvođenje izraza za struje i impedanse. — Struju svake faze možemo predstaviti, pošto nemamo neutralnog provodnika pa prema tome ni unifazne komponente, kao zbir simetričnih komponenata direktnog i inverznog sistema

$$\mathbf{I}_a = \mathbf{I}_{ad} + \mathbf{I}_{ai} \quad (\text{VIII.9.a.})$$

$$\mathbf{I}_b = \mathbf{I}_{bd} + \mathbf{I}_{bi} \quad (\text{VIII.10.a.})$$

Pri tome je za dvofazni sistem, kada su struje pomerene za jednu četvrtinu periode i uzevši u obzir svođenje na fazu a (jednačina VIII.6.)

$$\mathbf{I}_{bd} = \frac{j}{m} \mathbf{I}_{ad} \quad (\text{VIII.11.})$$

$$\mathbf{I}_{bi} = \frac{-j}{m} \mathbf{I}_{ai} \quad (\text{VIII.12.})$$

te jednačine (VIII.9.a.) i (VIII.10.a.) možemo pisati

$$\mathbf{I}_a = \mathbf{I}_{ad} + \mathbf{I}_{ai} \quad (\text{VIII.9.})$$

$$\mathbf{I}_b = \frac{j}{m} \mathbf{I}_{ad} - \frac{j}{m} \mathbf{I}_{ai} \quad (\text{VIII.10.})$$

Ako jednačinu (VIII.10.) pomnožimo sa $-jm$ i saberemo sa jednačinom (VIII.9.) izračunavamo simetričnu komponentu direktnog sistema faze a

$$\mathbf{I}_{ad} = \frac{1}{2} (\mathbf{I}_a - jm \mathbf{I}_b) \quad (\text{VIII.11.a.})$$

Množenjem jednačine (VIII.10.) sa jm i sabiranjem sa jednačinom (VIII.9.), dobijamo izraz za simetričnu komponentu inverznog sistema faze a

$$\mathbf{I}_{ai} = \frac{1}{2} (\mathbf{I}_a + jm \mathbf{I}_b) \quad (\text{VIII.12.a.})$$

Jednačine VIII.11.a. i 12.a. predstavljaju vezu simetričnih komponenata struja direktnog i inverznog sistema faze a sa strujama dveju faza $\mathbf{I}_a$ i $\mathbf{I}_b$. Odgovarajuće komponente struje faze b vezane su sa komponentama faze a jednačinama (VIII.11.) i (VIII.12.). Međutim, da bi se mogle izračunati vrednosti ovih struja potrebno je koristiti se ekvivalentnim šemama prikazanim na sl. VIII.3. i VIII.4. koje se sastoje iz parametara mašine te iz njih izračunati impedanse direktnog i inverznog sistema. Znajući ove impedanse i napon na koji se priključuje motor možemo izračunati i struje. Pri izračunavanju impedansi uzećemo u obzir sve otpore uključujući u fazu b i otpore kondenzatora. Tako je ukupna impedansa direktnog sistema faze a , prema šemi na sl. VIII.3.

$$\mathbf{Z}_{ad} = \mathbf{Z}'_a + \mathbf{Z}''_{a1d} \quad (\text{VIII.13.})$$

gde je

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}''_{a1d} = & \frac{\frac{R_1''}{s} X_m^2}{\left(\frac{R_1''}{s}\right)^2 + (X_m + X_{\gamma a1}'')^2} + \\ & + j \frac{\left(\frac{R_1''}{s}\right)^2 X_m + X_m X_{\gamma a1}'' (X_m + X_{\gamma a1}'')}{\left(\frac{R_1''}{s}\right)^2 + (X_m + X_{\gamma a1}'')^2} \end{aligned} \quad (\text{VIII.14.})$$

odnosno

$$\mathbf{Z}''_{a1d} = R_{a1d}'' + j X_{a1d}'' \quad (\text{VIII.15.})$$

pa je ukupna impedansa direktnog sistema

$$\mathbf{Z}_{ad} = (R_a' + R_{a1d}'') + j (X_{\gamma a}' + X_{\gamma a1d}'') \quad (\text{VIII.16.})$$

odnosno

$$\mathbf{Z}_{ad} = R_{ad} + j X_{ad} \quad (\text{VIII.17.})$$

Sličnim postupkom dobija se za impedansu inverznog sistema faze a , prema ekvivalentnoj šemi na sl. VIII.3.b.

$$\mathbf{Z}_{ai} = \mathbf{Z}'_a + \mathbf{Z}''_{ai} \quad (\text{VIII.18.})$$

gde je

$$\mathbf{Z}''_{ai} = \frac{\frac{R_1''}{2-s} X_m^2}{\left(\frac{R_1''}{2-s}\right)^2 + (X_m + X_{\gamma al}'')^2} + j \frac{\left(\frac{R_1''}{2-s}\right) X_m + X_m X_{\gamma al}'' (X_m + X_{\gamma al}'')}{\left(\frac{R_1''}{2-s}\right)^2 + (X_m + X_{\gamma al}'')^2} \quad (\text{VIII.19.})$$

odnosno

$$\mathbf{Z}''_{ai} = R_{ai}'' + j X_{\gamma ai}'' \quad (\text{VIII.20.})$$

te je

$$\mathbf{Z}_{ai} = (R'_a + R_{ai}'') + j (X'_{\gamma a} + X_{\gamma ai}'') \quad (\text{VIII.21.})$$

odnosno

$$\mathbf{Z}_{ai} = R_{ai} + j X_{ai} \quad (\text{VIII.22.})$$

Prema ekvivalentnoj šemi na sl. VIII.4.a. za impedansu direktnog sistema faze b ima se

$$\mathbf{Z}_{bd} = \mathbf{Z}'_b + \mathbf{Z}''_{bd} \quad (\text{VIII.23.})$$

gde je

$$\mathbf{Z}'_b = R'_b + R_c + j (X'_{\gamma b} - X_c) \quad (\text{VIII.24.})$$

$$\mathbf{Z}''_{bd} = \frac{m^2 \frac{R_1''}{s} X_m^2}{\left(\frac{R_1''}{s}\right)^2 + (X_m + X_{\gamma bd}'')^2} + j m^2 \frac{\left(\frac{R_1''}{s}\right) X_m + X_m X_{\gamma bd}'' (X_m + X_{\gamma bd}'')}{\left(\frac{R_1''}{s}\right)^2 + (X_m + X_{\gamma bd}'')^2} \quad (\text{VIII.25.})$$

odnosno

$$\mathbf{Z}''_{bd} = R_{bd}'' + j X_{\gamma bd}'' \quad (\text{VIII.26.})$$

ili u vezi jednačine (VIII.25.) sa jednačinom (VIII.14.)

$$\mathbf{Z}''_{bd} = m^2 R_{ad}'' + j m^2 X_{ad}'' = m^2 \mathbf{Z}''_{ad} \quad (\text{VIII.27.})$$

Tako je ukupna impedansa direktnog sistema faze b

$$\mathbf{Z}_{bd} = R'_b + R_c + R_{bd}'' + j (X'_{\gamma b} - X_c + X_{\gamma bd}'') \quad (\text{VIII.28.})$$

odnosno

$$\mathbf{Z}_{bd} = R_{bd} + j X_{bd} \quad (\text{VIII.29.})$$

Ovde možemo uspostaviti vezu između komponenata impedansi direktnog sistema faze a i b . Prema jednačini (VIII.28.) je $R_{bd} = R'_b + R_c + R_{bd}''$ i $X_{bd} = X'_{\gamma b} - X_c + X_{\gamma bd}''$. Kako je prema jednačinama (VIII.27.) i (VIII.14.) $R_{bd}'' = m^2 R_{ad}''$ i $X_{\gamma bd}'' = m^2 X_{\gamma ad}''$ i kako možemo napisati da je $R'_b = m^2 R'_a$ i $X'_{\gamma b} = m^2 X'_{\gamma a}$ biće

$$\begin{aligned} R_{bd} &= m^2 R_{ad} + R_c \\ X_{bd} &= m^2 X_{ad} - X_c \end{aligned} \quad (\text{VIII.30.})$$

pa je veza između impedansi direktnog sistema

$$\mathbf{Z}_{bd} = m^2 \mathbf{Z}_{ad} + R_c + j (m^2 X_{ad} - X_c) \quad (\text{VIII.31.})$$

Impedansa inverznog sistema faze b , prema ekvivalentnoj šemi na sl. VIII.4.b., je

$$\mathbf{Z}_{bi} = \mathbf{Z}'_{bi} + \mathbf{Z}''_{bi} \quad (\text{VIII.32.})$$

gde je

$$\mathbf{Z}'_{bi} = R'_b + R_c + j (X'_{\gamma b} - X_c) \quad (\text{VIII.24.})$$

$$\mathbf{Z}''_{bi} = \frac{m^2 \frac{R_1''}{2-s} X_m^2}{\left(\frac{R_1''}{2-s}\right)^2 + (X_m + X_{\gamma bi}'')^2} + j m^2 \frac{\left(\frac{R_1''}{2-s}\right) X_m + X_m X_{\gamma bi}'' (X_m + X_{\gamma bi}'')}{\left(\frac{R_1''}{2-s}\right)^2 + (X_m + X_{\gamma bi}'')^2} \quad (\text{VIII.33.})$$

odnosno

$$\mathbf{Z}''_{bi} = R_{bi}'' + j X_{\gamma bi}'' \quad (\text{VIII.34.})$$

i u vezi jednačine (VIII.33.) sa jednačinom (VIII.19.)

$$\mathbf{Z}''_{bi} = m^2 R_{ai}'' + j m^2 X_{ai}'' = m^2 \mathbf{Z}''_{ai} \quad (\text{VIII.35.})$$

Tako je

$$\mathbf{Z}_{bi} = R'_b + R_c + R_{bi}'' + j (X'_{\gamma b} - X_c + X_{\gamma bi}'') \quad (\text{VIII.36.})$$

$$\mathbf{Z}_{bi} = R_{bi} + j X_{bi} \quad (\text{VIII.37.})$$

Na ovaj način poznati su nam svi otpori statora i rotora. Kada znamo ove otpore i napon za koji je motor predviđen, onda za dobijanje izraza za struje moramo povezati napone i impedanse. Napon možemo takođe rastaviti na simetrične komponente direktnu i inverznu i kako se obe faze priključuju na isti napon biće

$$\mathbf{U} = \mathbf{U}_{ad} + \mathbf{U}_{ai} \quad (\text{VIII.38.})$$

$$\mathbf{U} = \mathbf{U}_{bd} + \mathbf{U}_{bi} \quad (\text{VIII.39.})$$

Pošto određeni pad napona može proizvesti samo odgovarajuća struja i odgovarajuća impedansa, jednačine (VIII.38.) i (VIII.39.) možemo napisati

$$\mathbf{U} = \mathbf{I}_{ad} \mathbf{Z}_{ad} + \mathbf{I}_{ai} \mathbf{Z}_{ai} \quad (\text{VIII.40.})$$

$$\mathbf{U} = \mathbf{I}_{bd} \mathbf{Z}_{bd} + \mathbf{I}_{bi} \mathbf{Z}_{bi} \quad (\text{VIII.41.})$$

Kada ovde unesemo odnose između odgovarajućih komponenata struja faza a i b prema jednačinama (VIII.11.) i (VIII.12.) biće

$$U = I_{ad} Z_{ad} + I_{ai} Z_{ai} \quad (\text{VIII.42.})$$

$$U = \frac{j}{m} I_{ad} Z_{bd} - \frac{j}{m} I_{ai} Z_{bi} \quad (\text{VIII.43.})$$

Rešavajući jednačine (VIII.42.) i (VIII.43.) dobijamo komponente struje faze direktnog i inverznog sistema

$$I_{ad} = U \frac{Z_{bi} - jm Z_{ai}}{Z_{ad} Z_{bi} + Z_{bd} Z_{ai}}$$

$$I_{ai} = U \frac{Z_{bd} + jm Z_{ad}}{Z_{ad} Z_{bi} + Z_{bd} Z_{ai}} \quad (\text{VIII.45.})$$

Odgovarajuće komponente struje faze b možemo naći pomoću obrazca (VIII.11.) i (VIII.12.).

Struje pojedinih faza izračunavamo pomoću obrazca (VIII.9.) i (VIII.10.). Tako za ukupnu struju faze a , prema jednačini (VIII.9.) dobijamo

$$I_a = U \frac{(Z_{bd} + Z_{bi}) + jm(Z_{ad} - Z_{ai})}{Z_{ad} Z_{bi} + Z_{bd} Z_{ai}} \quad (\text{VIII.46.})$$

a za struju faze b , prema jednačinama (VIII.10.), (VIII.11.) i (VIII.12.)

$$I_b = U \frac{(Z_{ad} + Z_{ai}) - \frac{j}{m}(Z_{bd} - Z_{bi})}{Z_{ad} Z_{bi} + Z_{bd} Z_{ai}} \quad (\text{VIII.47.})$$

Struja koju uzima motor iz mreže je

$$I = I_a + I_b =$$

$$U \frac{(Z_{ad} + Z_{ai} + Z_{bd} + Z_{bi}) + j \left(m Z_{ad} - m Z_{ai} - \frac{1}{m} Z_{bd} + \frac{1}{m} Z_{bi} \right)}{Z_{ad} Z_{bi} + Z_{bd} Z_{ai}} \quad (\text{VIII.48.})$$

Prema tome na osnovi jednačina (VIII.9.) do (VIII.48.) moguće je izračunati sve impedanse i struje kondenzatorskog motora pri ma kom opterećenju odnosno klijanzju s , kada su poznati osnovni parametri mašine.

2. IZRAZI SNAGE, GUBITAKA I MOMENTA

2.1. Gubici u gvožđu. — U opštem slučaju tj. pri ma kome opterećenju direktno i inverсно polje obrću se istim brzinama u suprotnim smerovima. Za razliku od jednofaznog motora ovde amplitude pojedinih polja nisu jednake, već pri ma kom opterećenju koje nije predviđeno da bude simetrično, one su različite. Neka je direktno polje $B_d e^{j(\omega t + \varphi_1)}$, a inverсно $B_i e^{-j(\omega t + \varphi_2)}$. Zbog lakšeg razmatranja uzećemo da se u trenutku $t = 0$ odnosno $\omega t = 0$ vektori oba polja poklapaju, i taj položaj vektora uzećemo za relanu osu koordinatnog sistema kao što je prikazano

na sl. VIII.5. Tada je rezultatno polje eliptično, tj. vrh vektora polja opisuje elipsu i njegov izraz je

$$B = B_d e^{j\omega t} + B_i e^{-j\omega t} \quad (\text{VIII.49.})$$

ili pretstavljeno u polarnom obliku

$$B = (B_d + B_i) \cos \omega t + j(B_d - B_i) \sin \omega t \quad (\text{VIII.50.})$$

gde je $(B_d + B_i)$ velika, a $(B_d - B_i)$ mala poluosa elipse. Sam obrazac (VIII.50). pretstavlja jednačinu elipse u parametarskom obliku. Vrednost amplitude eliptičnog polja je

$$B = \sqrt{(B_d + B_i)^2 \cos^2 \omega t + (B_d - B_i)^2 \sin^2 \omega t} \quad (\text{VIII.51.a.})$$

ili prema sl. VIII.5.

$$B = \sqrt{B_d^2 + B_i^2 + 2 B_d B_i \cos 2 \omega t} \quad (\text{VIII.51.})$$

gde je $2 \omega t$ ugao između vektora direktnog i inverznog polja u posmatranom trenutku.

Posmatrajući jedno magnetno kolo određene dužine elementarni gubici u gvožđu obuhvaćeni elementarnim uglom $d\alpha$ biće srazmerni sa nekom konstantom A i kvadratom amplitude eliptičnog polja

$$dP_{Fe} = A \cdot B^2 d\alpha \quad (\text{VIII.52.})$$

Konstanta A obuhvata jedinične gubitke u gvožđu pri $\omega = \text{const}$, dimenzije magnetnog kola i specifičnu masu gvožđa. Ukupni gubici u gvožđu, s obzirom na jednačinu (VIII.51.), biće

$$P_{Fe} = A \int_0^{2\pi} B^2 d\alpha = A \int_0^{2\pi} B_d^2 d\alpha + A \int_0^{2\pi} B_i^2 d\alpha + A \int_0^{2\pi} B_d B_i \cos 2\alpha d\alpha$$

Kako je poslednji integral jednak nuli ukupni gubici u gvožđu su

$$P_{Fe} = 2 \pi A B_d^2 + 2 \pi A B_i^2 = P_{Fed} + P_{Fei} \quad (\text{VIII.53.})$$

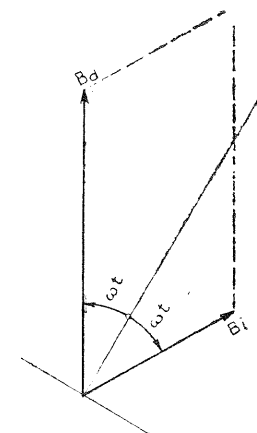
Prema tome gubici u gvožđu koji potiču usled eliptičnog polja mogu se smatrati kao zbir gubitaka u gvožđu usled direktnog i inverznog polja čiji zbir pretstavlja eliptično polje.

Ukupni gubici u gvožđu biće najveći pri ukočenom rotoru. Stoga ćemo gubitke u gvožđu statora izvesti najpre u slučaju ukočenog rotora, pa onda za ma koje radno stanje. Pri kratkom spoju gubici u gvožđu statora, prema jednačini (VIII.53.) potiču usled direktnog i inverznog polja (indeks k označava kratki spoj)

$$P'_{Fek} = P'_{Fedk} + P'_{Feik} \quad (\text{VIII.53.a.})$$

Gubici u gvožđu su srazmerni kvadratu gustine fluksa. Pošto je zajednička ems srazmerna sa fluksom, možemo napisati da se gubici u gvožđu usled direktnog i inverznog polja odnose kao kvadrati zajedničke ems direktnog i inverznog sistema

$$\frac{P'_{Fedk}}{P'_{Feik}} = \frac{E_{dk}^2}{E_{ik}^2} \quad (\text{VIII.54.})$$



Sl. VIII.5.

Prema ekvivalentnoj šemi za direktni sistem, sl. VIII.3.a., može se zajednička ems E_d predstaviti kao proizvod ekvivalentne impedanse rotora Z_{sld} , date obrascima (VIII.14.) i (VIII.15.) i struje statora I_{ad}

$$E_d = I_{ad} Z_{ald}'' \quad (\text{VIII.55.})$$

Pri kratkom spoju, tj. za $s = 1$, impedansa će biti Z_{aldk}'' a njen realni i imaginarni deo prema jednačini (VIII.14.)

$$R_{aldk}'' = \frac{R_1'' X_m^2}{R_1''^2 + (X_m + X_{al})^2} \text{ i } X_{aldk}'' = \frac{R_1''^2 X_m + X_m X_{\gamma 1}'' (X_m + X_{\gamma 1}'')}{R_1''^2 + (X_m + X_{\gamma 1}'')^2}$$

pa je zajednička ems pri kratkom spoju usled direktnog polja

$$E_{dk} = I_{adk} Z_{aldk}'' = I_{adk} \sqrt{R_{aldk}''^2 + X_{aldk}''^2} \quad (\text{VIII.57.})$$

U saglasnosti sa prethodnim, a prema ekvivalentnoj šemi za inverzni sistem, sl. VIII.3.b., zajednička ems je

$$E_i = I_{ai} Z_{ali}''$$

gde je ekvivalentna impedansa rotora Z_{ali}'' data obrascima (VIII.19.) i (VIII.20.). Pri kratkom spoju impedansa inverznog sistema biće Z_{alik}'' a njen realni i imaginarni deo, kada se izračuna prema jednačini (VIII.20.), biće isti kao i za direktni sistem, (obraci VIII.56.), tj $Z_{alik}'' = Z_{aldk}''$, pa je

$$E_{ik} = I_{aik} Z_{alik}'' \quad (\text{VIII.59.})$$

Tako je odnos gubitaka u gvožđu statora usled direktnog i inverznog polja jednak odnosu kvadrata odgovarajućih struja

$$\frac{P_{Fedk}'}{P_{Feik}'} = \left(\frac{I_{adk}}{I_{aik}} \right)^2$$

ili označivši odnos kvadrata struja sa $m_{jk} = I_{adk}^2 / I_{aik}^2$

$$\frac{P_{Fedk}'}{P_{Feik}'} = m_{jk} \quad (\text{VIII.60.})$$

Rešavajući jednačine (VIII.53.a.) i (VIII.60.) dobijamo za gubitke u gvožđu statora pri kratkom spoju

$$P_{Fedk}' = P_{Fek}' \frac{m_{jk}}{1 + m_{jk}} \quad (\text{VIII.61.})$$

$$P_{Feik}' = P_{Fek}' \frac{1}{1 + m_{jk}} \quad (\text{VIII.62.})$$

Pri ma kom opterećenju odnosno klizanju s kome odgovaraju ems $E_d = I_{ad} Z_{ald}''$ i $E_i = I_{ai} Z_{ali}''$ gubici u gvožđu prema kvadratu ems biće jednaki kao odnos ovih istih veličina pri kratkom spoju te dobijamo

$$P_{Fed}' = P_{Fedk}' \left(\frac{E_d}{E_{dk}} \right)^2 = P_{Fedk}' m_{ed} \quad (\text{VIII.63.})$$

gde m_{ed} označava odnos kvadrata zajedničke ems direktnog sistema pri ma kom opterećenju i pri kratkom spoju. Kad u jednačinu (VIII.63.) uvrstimo izraz za P_{Fedk}' jednačina (VIII.61.) biće

$$P_{Fed}' = P_{Fek}' \frac{m_{jk} m_{ed}}{1 + m_{jk}} \quad (\text{VIII.64.})$$

Slično će biti i za gubitke u gvožđu usled inverznog polja pri ma kom opterećenju. Označivši odnos kvadrata ems inverznog sistema pri ma kom klizanju i pri kratkom spoju sa $m_{ki} = E_i^2 / E_{ik}^2$ i u saglasnosti sa jednačinom (VIII.62.) je

$$P_{Fei}' = P_{Fek}' \frac{m_{ki}}{1 + m_{jk}} \quad (\text{VIII.65.})$$

Najzad su ukupni gubici snage u gvožđu statora pri ma kom opterećenju, prema jednačinama (VIII.53.), (VIII.64.) i (VIII.65.)

$$P_{Fe}' = P_{Fek}' \frac{m_{ei} + m_{ed} m_{jk}}{1 + m_{jk}} \quad (\text{VIII.66.})$$

Gubitke u gvožđu rotora proizvode takođe oba polja, ali je njihova brzina u odnosu na rotor srazmerna sa klizanjem s odnosno $(2 - s)$. Kada je rotor ukočen gubici su

$$P_{Fek}'' = P_{Fedk}'' + P_{Feik}'' \quad (\text{VIII.53.a.})$$

Kad postupimo u svemu isto kao za stator, gubici u gvožđu rotora pri $s = 1$ usled direktnog i inverznog polja biće (indeksi tačno odgovaraju onima pri računanju za stator)

$$P_{Fedk}'' = P_{Fek}'' \frac{m_{jk}}{1 + m_{jk}} \quad (\text{VIII.67.})$$

$$P_{Feik}'' = P_{Fek}'' \frac{1}{1 + m_{jk}} \quad (\text{VIII.68.})$$

Međutim, pri nekom klizanju s gubici u gvožđu rotora nisu srazmerni samo sa odnosom kvadrata odgovarajućih ems pri ma kom opterećenju i kratkom spoju (m_{ed} i m_{ei}) nego i sa učestanošću na stepen 1,3. Prema tome za ma koje klizanje gubici u gvožđu rotora usled direktnog i inverznog polja su

$$P_{Fed}'' = P_{Fek}'' \frac{m_{ed} \cdot m_{jk}}{1 + m_{jk}} s^{1,3} \quad (\text{VIII.69.})$$

$$P_{Fei}'' = P_{Fek}'' \frac{m_{ei}}{1 + m_{jk}} (2 - s)^{1,3} \quad (\text{VIII.70.})$$

Obično se gubici u rotoru usled direktnog polja pošto su mali mogu zanemariti, pa su ukupni gubici u gvožđu motora.

$$P_{Fe} = P_{Fed}' + P_{Fei}' + P_{Fei}'' \quad (\text{VIII.71.})$$

2.2. Snaga obrtnih polja i momenat. — Pri ma kom klizanju, slično kao i za gubitke u gvožđu, snaga obrtnog polja biće jednaka razlici snaga direktnog i inverznog magnetnog polja. Snaga direktnog obrtnog polja može se izračunati iz gubitaka u bakru rotora koje proizvodi struja direktnog sistema i klizanja s , a snaga inverznog polja iz gubitaka u bakru rotora koje proizvodi struja inverznog sistema i iz klizanja $(2-s)$. Pri tome se moraju uzeti u obzir obe faze. Prema tome snaga obrtnog polja jednaka je

$$P_{ob} = P_{obd} - P_{obi} \quad (\text{VIII.72.})$$

gde je

$$P_{obd} = \frac{I_{ad}''^2 R''}{s} + \frac{I_{bd}''^2 m^2 R''}{s} \quad (\text{VIII.93.})$$

$$P_{obi} = \frac{I_{ai}''^2 R''}{2-s} + \frac{I_{bi}''^2 m^2 R''}{2-s} \quad (\text{VIII.74.})$$

Kako je prema jednačinama (VIII.11.) i (VIII.12.) $I_{bd}''^2 = I_{ad}''^2/m^2$ i $I_{bi}''^2 = I_{ai}''^2/m^2$ dobijamo za snagu obrtnog polja

$$P_{ob} = 2 \frac{I_{ad}''^2 R''}{s} - 2 \frac{I_{ai}''^2 R''}{2-s} \quad (\text{VIII.75.})$$

Kako je ovaj izraz nepodesan za računanje možemo ga svesti na primarnu stranu na sledeći način. Prema ekvivalentnoj šemi na sl. VIII.3. u grani za magnetenje, kao i u ostalim šemama za asinhronne motore, ne postoji omski otpor već samo reaktansa magnetenja X_m . Stoga će aktivna snaga koju stvara direktna komponenta struje I_{ad}'' prolazeći kroz omski otpor R''/s kola rotora, biti jednaka snazi koju stvara direktna komponenta struje statora I_{ad} prolazeći kroz ekvivalentnu direktnu impedansu rotora $Z_{ald}'' = R_{ald}'' + jX_{ald}''$ odnosno njen realni deo R_{ald}'' koji se izračunava prema obrascu (VIII.14.). Ovo isto rezonovanje vredi i za komponentu struje i ekvivalentne impedanse inverznog sistema rotora a prema odgovarajućoj ekvivalentnoj šemi. Prema tome možemo pisati da je rezultatna snaga obrtnih polja

$$P_{ob} = 2 I_{ad}^2 R_{ald}'' - 2 I_{ai}^2 R_{ali}'' \quad (\text{VIII.76.})$$

Iz snage obrtnog polja i sinhronne brzine može se izračunati momenat elektromagnetnih sila motora

$$M = \frac{P_{ob}}{\Omega'} = \frac{2 \cdot 9,56}{n'} (I_{ad}^2 R_{ald}'' - I_{ai}^2 R_{ali}'') \quad (\text{VIII.77.})$$

2.3. Gubici u bakru. — Gubici u bakru statora jednaki su zbiru džulovskih gubitaka u obe faze

$$P'_{Cu} = P'_{Cua} + P'_{Cub} = I_a^2 R_a + I_b^2 R_b \quad (\text{VIII.78.})$$

U džulove gubitke statora treba uvrstiti i gubitke snage u kondenzatoru, jer je ovaj vezan na red sa fazom b i u energetskom pogledu čini celinu sa motorom. Poznavajući omski otpor kondenzatora R_c ovaj gubitak snage je

$$P_c = I_b^2 R_c \quad (\text{VIII.79.})$$

Gubici u bakru rotora potiču usled struje direktnog i inverznog sistema i to od obe faze i prema ekvivalentnim šemama iznose

$$P''_{Cu} = I_{ad}''^2 R'' + I_{ai}''^2 R'' + I_{bd}''^2 m^2 R'' + I_{bi}''^2 m^2 R''$$

Kada prema jednačinama (VIII.11.) i (VIII.12.) zamenimo struje faze b odgovarajućim strujama faze a dobijamo

$$P''_{Cu} = 2 (I_{ad}''^2 R'' + I_{ai}''^2 R'')$$

Ako se radi o proračunu motora onda struje rotora nije potrebno izračunavati (a ako se radi o ispitivanju one se ne mogu ni izmeriti), jer gubitke u bakru rotora možemo izračunati iz snage obrtnog polja koje se, kao što smo videli, sastoji iz dva dela tj. usled direktnog i inverznog sistema. Ako prema jednačini (VIII.76.) prvi deo pomnožimo sa s , a drugi sa $(2-s)$, onda za gubitke u bakru rotora dobijamo

$$P'_{Cu} = 2 [I_{ad}^2 s R_{ald}'' + I_{ai}^2 (2-s) R_{ali}''] \quad (\text{VIII.80.})$$

2.4. Snaga rotora. — Mehanička snaga rotora dobija se kada se snazi direktnog obrtnog polja umanjenom za gubitke u bakru usled struja direktnog sistema doda snaga inverznog obrtnog polja umanjena za gubitke u bakru usled struja inverznog sistema. Snaga rotora usled direktnog sistema, prema jednačinama (VIII.76.) i (VIII.80.) je

$$P_{rd} = P_{obd} - P'_{Cud} = 2 I_{ad}^2 R_{ald}'' - 2 I_{ad}^2 s R_{ald}'' = 2 (1-s) I_{ad}^2 R_{ald}'' \quad (\text{VIII.81.})$$

a prema istim jednačinama snaga rotora usled inverznog sistema je

$$\begin{aligned} P_{ri} &= P_{obi} - P'_{Cui} = 2 I_{ai}^2 R_{ali}'' - 2 I_{ai}^2 (2-s) R_{ali}'' = \\ &= -2 (1-s) I_{ai}^2 R_{ali}'' \end{aligned} \quad (\text{VIII.82.})$$

U prethodnoj jednačini po znaku se vidi da je snaga rotora usled inverznog sistema negativna tj. da koči motor. Stoga je ukupna snaga rotora

$$P_r = P_{rd} + P_{ri} = (2 I_{ad}^2 R_{ald}'' - 2 I_{ai}^2 R_{ali}'') (1-s) \quad (\text{VIII.83.})$$

ili u saglasnosti sa jednačinom (VIII.76.).

$$P_r = (1-s) P_{ob} \quad (\text{VIII.84.})$$

2.5. Korisna i utrošena snaga. — Na osnovi ovih razmatranja o snagama i gubicima snage, korisna snaga motora može se izračunati iz snage obrtnog polja kada se od ove oduzmu gubici snage u bakru, gvožđu rotora i mehanički. Mehanički gubici P_{rv} sastoje se iz gubitaka usled trenja u ležištima i ventilacionih koji su vrlo mali. Pri proračunima gubici usled trenja, srazmerni sa brzinom pa prema tome u ovom slučaju približno stalni, usvajaju se na osnovu iskustva koja su obično data dijagramskim podacima. Prema tome korisna snaga motora je

$$P = P_{ob} - P'_{Cu} - P'_{Fe} - P_{rv} = P_r - P'_{Fe} - P_{rv} \quad (\text{VIII.85.})$$

Utrošena snaga se dobija kada se snazi obrtnog polja dodaju svi gubici u statoru računajući u ove i gubitke u kondenzatoru tj.

$$P' = P_{ob} + P'_{Fe} + P'_{Cu} + P_c \quad (\text{VIII.86.})$$

Iz ove dve snage određuje se stepen iskorišćenja

$$\eta = \frac{P}{P'} \quad (\text{VIII.87.})$$

3. USLOVI SIMETRIČNOG RADA JEDNOFAZNOG ASINHRONOG KONDENZATORSKOG MOTORA

Simetričan rad kondenzatorskog rotora ima se onda kada je obrtno polje kružno. Obrtno polje može biti kružno samo pri jednom opterećenju motora kome odgovara jedna određena vrednost kapaciteta kondenzatora u fazi b . Zahtev za postojanje kružnog obrtnog polja može se postaviti za ma koje opterećenje motora. Prema tome da se udovolji zahtevu da simetričan rad bude pri nekom zadanom opterećenju potrebno je odrediti odgovarajući kondenzator. Obično se zahteva da ovo opterećenje bude nominalno. Da se postigne obrtno polje pri nominalnom opterećenju potrebno je da ne postoji inversno obrtno polje, odnosno da je komponenta struje inversnog sistema faze a , a time i faze b , jednaka nuli. Ovaj ćemo uslov izračunati iz jednačine (VIII.45.) stavljajući da je $I_{a1} = 0$ odakle dobijamo

$$Z_{bd} + j m Z_{ad} = 0 \quad (\text{VIII.88.})$$

Stavljajući ovde Z_{bd} i Z_{ad} dato jednačinama (VIII.31.) i (VIII.17.) dobijamo

$$m^2 R_{ad} - m X_{ad} + R_c + j (m^2 X X_{ad} + m R_{ad} - X_c) = 0 \quad (\text{VIII.89.})$$

gde je prema jednačinama (VIII.16.) i (VIII.17.) $R_{ad} = R_a + R_{ad}''$ i $X_{ad} = X_{a1} + X_{ad}''$. Ovde R_{ad}'' i X_{ad}'' predstavljaju realni i imaginarni deo jednačine (VIII.15.), koji se u saglasnosti sa jednačinom (VIII.14.) mogu izračunati kada su poznati parametri mašine. Izjednačujući sa nulom posebno realne a posebno imaginarne delove jednačine (VIII.89.) dolazimo do dve nove jednačine

$$m^2 R_{ad} - m X_{ad} + R_c = 0 \quad (\text{VIII.90.})$$

$$m^2 X_{ad} + m R_{ad} - X_c = 0 \quad (\text{VIII.91.})$$

Rešenjem jednačine (VIII.90.) dobijamo za odnos broja navojaka faza b i a

$$m = \frac{X_{ad} + \sqrt{X_{ad}^2 - 4 R_c R_{ad}}}{2 R_{ad}} \quad (\text{VIII.92.})$$

i u vezi sa ovim, da se ispuni uslov simetričnog reda, izračunavamo iz jednačine (VIII.91.) kapacitivni otpor kondenzatora

$$X_c = m^2 X_{ad} + m R_{ad} \quad (\text{VIII.91.})$$

pa zatim kapacitet kondenzatora

$$C = \frac{1}{\omega X_c} \quad (\text{VIII.93.})$$

Pri izračunavanju odnosa provodnika m potrebno je da pretpostavimo otpor kondenzatora R_c . Kada prema izračunatom m izračunamo kapacitet kondenzatora C vidimo u katalogu za kondenzatore da li tome C odgovara pretpostavljeno R_c . Ako ne odgovara onda račun ponovimo dok se dve vrednosti C i R_c ne slože.

Kada smo odredili odnos broja navojaka m i podatke za kondenzator koji odgovaraju simetričnom radu pri nominalnom opterećenju onda možemo dobiti sve nominalne podatke za ovaj rad. Najpre određujemo broj provodnika faze b

$$N_b = m N_a$$

a prema jednačinama (VIII.30.) određujemo parametre faze b

$$R_b = m^2 R_a \text{ i } X_b = m^2 X_a$$

Prema ovome uslovu presek provodnika faze b treba da je m puta manji od preseka provodnika faze a . Iz jednačine (VIII.40.) neposredno dobijamo

$$I_{an} = \frac{U}{Z_{ad}}$$

odnosno

$$I_{an} = \frac{U}{\sqrt{R_{ad}^2 + X_{ad}^2}} \quad (\text{VIII.94.})$$

Struja faze b je prema jednačini (VIII.10.)

$$I_{bn} = \frac{j}{m} I_{an}$$

odnosno

$$I_{bn} = \frac{I_{an}}{m}$$

Iz jednakosti ems po provodniku faze a i b dobija se da je napon faze b U_b , u odnosu na napon faze a koji je jednak naponu mreže $U_a = U$

$$U_b = j m U$$

odnosno

$$U_b = m U$$

Na osnovi ovih podataka i šeme na sl. VIII.3. i VIII.4. možemo nacrtati vektorski dijagram napona i struja pri nominalnom radu prikazan na sl. VIII.6. Odavde dobijamo da je struja mreže

$$I_n = \sqrt{I_{an}^2 + I_{bn}^2} \quad (\text{VIII.95.})$$

Prema obrascu (VIII.76.), pošto je inversna komponenta struje jednaka nuli, snaga obrtnog polja je

$$P_{obn} = 2 I_{an}^2 R_{ad}'' \quad (\text{VIII.96.})$$

a prema obrascu (VIII.77.) momenat je

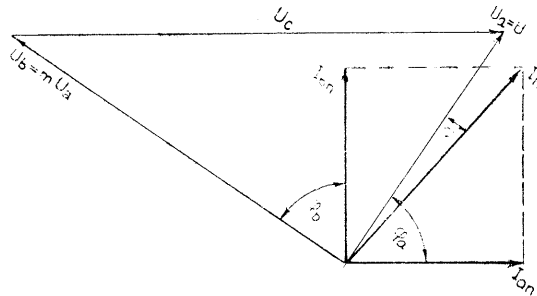
$$M_n = \frac{P_{ob}}{\Omega'} = 9,56 \frac{P_{ob}}{n'} \quad (\text{VIII.97.})$$

Napon kondenzatora iznosi

$$U_c = I_{bn} \sqrt{R_c^2 + X_c^2} \approx I_{bn} X_c \quad (\text{VIII.98.})$$

Prema jednačini (VIII.78.), pošto je

$$R_b = m^2 R_a \text{ i } I_{bn} = \frac{I_{an}}{m}$$



Sl. VIII.6.

džulovi gubici u bakru statora su

$$P'_{Cu} = 2 I_{an}^2 R'_a \quad (\text{VIII.99.})$$

Gubici snage u kondenzatoru su (obrazac (VIII.79.))

$$P_c = I_{bn}^2 R_c \quad (\text{VIII.100.})$$

Džulovi gubici snage u bakru rotora, prema jednačini (VIII.80.), iznose

$$P''_{Cu} = 2 I_{an}^2 R_{al} s = s P_{obn} \quad (\text{VIII.101.})$$

Pošto ne postoji inversno obrtno polje gubici u gvožđu statora P'_{Fe} mogu se izračunati kao za obični višefazni motor, a gubici u gvožđu rotora su zanemarljivo mali. Prema tome utrošena snaga motora je

$$P'_n = P_{obn} + P'_{Cu} + P_c + P'_{Fe}$$

a korisna

$$P_n = P_{obn} - P''_{Cu} - P_{fv}$$

pa je stepen iskorišćenja

$$\eta_n = \frac{P_n}{P'_n}$$

Sačinilac snage je

$$\cos \varphi_n = \frac{P'_n}{U I_n} \quad (\text{VIII.102.})$$

Iz dijagrama na sl. VIII.6. za simetričan rad pri nominalnom opterećenju kada obe faze daju istu snagu, vidi se da su uglovi između faznih napona i struja jednaki $\varphi_a = \varphi_b$. Iz tog dijagrama neposredno dobijamo da je

$$m = \frac{U_b}{U_a} = \tan \varphi_b = \tan \varphi_a \quad (\text{VIII.103.})$$

$$I = I_{an} \sqrt{\frac{m^2 + 1}{m^2}} \quad (\text{VIII.104.})$$

odnosno

$$I_n = \frac{I_{an}}{\sin \varphi_a} \quad (\text{VIII.105.})$$

Iz dijagrama je dalje

$$\cos \varphi = \frac{I_{an} \cos \varphi_a + I_{bn} \cos \left(\frac{\pi}{2} - \varphi_b \right)}{I_n} = 2 \sin \varphi_a \cos \varphi_a = \sin 2 \varphi_a \quad (\text{VIII.106.})$$

Iz ovoga se može izvući važan zaključak da kondenzatorski motor pri simetričnom opterećenju može da radi sa vrlo dobrim sačinocem snage. Na primer za $\cos \varphi_a = 0,8$, $\sin \varphi_a = 0,6$ pa je

$$\cos \varphi = 2 \cdot 0,8 \cdot 0,6 = 0,96$$

Reaktivna snaga kondenzatora, prema dijagramu na sl. VIII.6. je

$$P_{eq} = I_{bn} U_c = \frac{I_{bn} U_b}{\sin \varphi_b}$$

ili u saglasnosti sa jednačinom (VIII.106.)

$$P_{eq} = \frac{P'}{\cos \varphi} = P'_s = U I_n \quad (\text{VIII.107.})$$

tj. snaga kondenzatora mora biti jednaka prividnoj snazi koju motor uzima iz mreže.

4. GRAFIČKO ODREĐIVANJE STRUJA I MOMENATA JEDNOFAZNOG ASINHRONOG KONDENZATORSKOG MOTORA

Analitički obrasci izvedeni za struje i momente kondenzatorskog motora pri ma kom opterećenju su veoma složeni (jednačine VIII.44, 45, 46, 47, 48 i 77). Izračunavanjem struja i momenata po njima je vrlo zamorno i dugotrajno. Zato ćemo sada izvesti jednu grafičku metodu a na bazi kružnog dijagrama dvofaznog motora.

Prema šemi na sl. VIII.2. možemo postaviti, slično jednačinama (VIII.40.) i (VIII.41.) sledeće jednačine za fazu a i fazu b

$$U = I_{ad} Z_{ad} + I_{al} Z_{al} \quad (\text{VIII.108.})$$

$$U = I_{ba} (Z_{bd} + Z_c) + I_{bl} (Z_{bl} + Z_c) \quad (\text{VIII.109.})$$

Ako hoćemo sve veličine da svedemo na fazu a onda je prema jednačinama (VIII.11.) i (VIII.12.) $I_{bd} = j I_{ad}/m$, $I_{bi} = -j I_{ai}/m$. Ako je $m = N_b/N_a$ veće od jedinice faza b će imati veći broj navojaka, struja će biti manja pa za istu gustinu struje presek provodnika faze b biće manji. Omski otpor faze b će biti $R_b = m^2 \rho l_a/S_a$, a slično tome i impedansa $Z_b = m^2 Z_a$. Ako hoćemo sada impedansu faze b da svedemo na fazu a moramo je množiti sa m^2 , tj. dobijamo Z_a . Impedansa kondenzatora Z_c , koji je takođe u fazi b , svedena na fazu a biće $Z_{ca} = m^2 Z_c$. Tako jednačine (VIII.108.) i (VIII.109) možemo napisati

$$U = I_{ad} Z_{ad} + I_{ai} Z_{ai} \quad (\text{VIII.108.a.})$$

$$m U = j I_{ad} (Z_{ad} + Z_{ca}) - j I_{ai} (Z_{ai} + Z_{ca}) \quad (\text{VIII.109.a.})$$

Kada rešimo ove dve jednačine onda za struju direktnog i inverznog sistema dobijamo

$$I_{ad} = U \frac{Z_{ca} + Z_{ai} (1 - jm)}{2 Z_{ad} Z_{ai} + Z_{ca} (Z_{ad} + Z_{ai})} \quad (\text{VIII.110.})$$

$$I_{ai} = U \frac{Z_{ac} + Z_{ad} (1 + jm)}{2 Z_{ad} Z_{ai} + Z_{ca} (Z_{ad} + Z_{ai})} \quad (\text{VIII.111.})$$

Uvodeći umesto impedansi odgovarajuće admitanse tj. $Y_{ad} = 1/Z_{ad}$, $Y_{ai} = 1/Z_{ai}$, $Y_{ca} = 1/Z_{ca}$, jednačine za struju prelaze u

$$I_{ad} = Y_{ad} \frac{[Y_{ai} + Y_{ca} (1 - jm)] U}{2 Y_{ca} + Y_{ad} + Y_{ai}} \quad (\text{VIII.112.})$$

$$I_{ai} = Y_{ai} \frac{[Y_{ad} + Y_{ca} (1 + jm)] U}{2 Y_{ca} + Y_{ad} + Y_{ai}} \quad (\text{VIII.113.})$$

Znamo da kondenzatorski motor može da radi simetrično samo pri jednom opterećenju. Tada je $I_{ai} = 0$, $I_{bi} = 0$. Prema tome on tada radi kao simetričan dvofazni asinhroni motor, priključen na dvofaznu mrežu napona U . Za dvofazni motor važi kružni dijagram kao za simetričan višefazni asinhroni motor. Prema tome on se može nacrtati pomoću tri tačke odnosno kad se odredi centar kruga M , tačka kratkog spoja T_k ($s = 1$) i tačka T_{∞} ($s = \infty$). Ovakav kružni dijagram je predstavljen na sl. VIII.7. Pri malom opterećenju kondenzatorski motor neće raditi kao simetričan dvofazni tj. pored direktne komponente struje postojeće i inverzna. Neka nam tačka T_s predstavlja neko radno stanje dvofaznog motora pri klizanju s tako da struju predstavlja duž $\overline{OT_s}$, a tačka T_{2-s} drugo radno stanje pri klizanju $(2 - s)$ tako da struju predstavlja duž $\overline{OT_{2-s}}$. Prema tome za dvofazni motor je

$$I_s = U Y_{ad} = a \cdot \overline{OT_s}$$

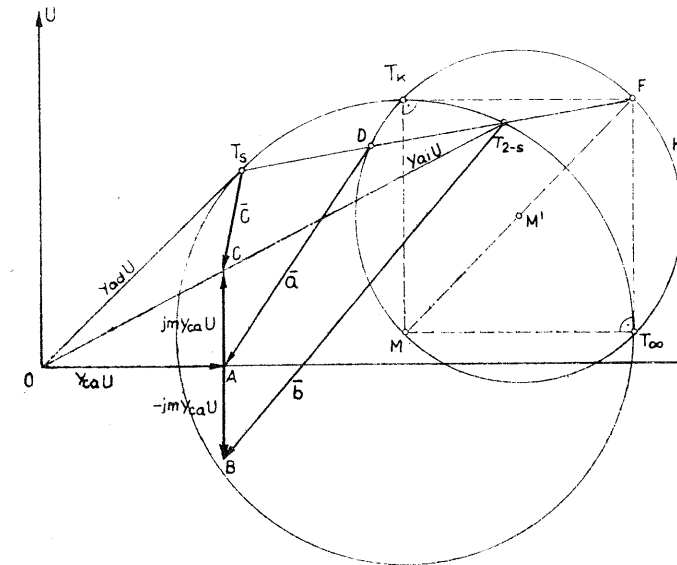
$$I_{2-s} = U Y_{ai} = a \cdot \overline{OT_{2-s}}$$

gde je a razmera za struje. Da bi odredili direktnu i inverсну komponentu struje kondenzatorskog motora pri klizanju s (dakle pri nesimetričnom opterećenju) posmatrajmo najpre brojitelj jednačine (VIII.112.)

$$U [Y_{ai} + Y_{ca} (1 - jm)] = U [Y_{ai} + Y_{ca} U - jm U Y_{ca}]$$

Proizvod $U Y_{ai}$ predstavlja struju dvofaznog motora I_{2-s} , $Y_{ca} U$ predstavlja neku kapacitivnu struju koju možemo nacrtati kao na dijagramu duž $\overline{OA}$, a proizvod

$-jm Y_{ca} U$ kao duž $\overline{AB}$. Prema tome kad saberemo $\overline{OT_{2-s}}$, $Y_{ca} U$ i $-jm Y_{ca} U$ dobijamo da nam brojitelj jednačine (VIII.112.) predstavlja vektor $\mathbf{b}$.



Sl. VIII.7.

Na sličan način se dobija i za brojitelj jednačine (VIII.113.)

$$[Y_{ad} + Y_{ca} (1 + jm)] U$$

Proizvod $Y_{ad} U$ predstavlja vektor $\overline{OT_s}$ tj. struju dvofaznog motora pri klizanju s . Proizvodi $Y_{ca} U$ i $jm Y_{ca} U$ su isti kao prethodno samo je ovaj poslednji suprotnog smera te mu je vrh u tački C . Prema tome ovaj brojitelj jednačine (VIII.113.) predstavlja vektor $\mathbf{c}$.

Da bi odredili imenitelj jednačina (VIII.112.) i (VIII.113.) prepolovimo najpre duž $\overline{T_s T_{2-s}}$ da dobijemo tačku D . Tada je $\overline{DO} = (Y_{ad} + Y_{ai}) U/2$. Ako ovome vektoru $\overline{DO}$ dodamo vektor $Y_{ca} U = \overline{OA}$ onda dobijamo vektor $\mathbf{a}$. Prema tome je

$$\mathbf{a} = Y_{ca} U + \frac{Y_{ad} + Y_{ai}}{2} U$$

ili imenitelj jednačina (VIII.112.) i (VIII.113.) iznosi

$$2 Y_{ca} + Y_{ad} + Y_{ai} = \frac{2}{U} \mathbf{a}$$

Prema ovom jednačine (VIII.112.) i (VIII.113.) prelaze u

$$I_{ad} = \frac{Y_{ad} U}{2} \cdot \frac{b}{a} \quad (\text{VIII.114.})$$

$$I_{ai} = \frac{Y_{ai} U}{2} \cdot \frac{c}{a} \quad (\text{VIII.115.})$$

Ovde treba učiniti napomenu o položaju tačke C . Prema jednačini (VIII.115.) vektor c određuje vrednost inversne komponente struje. Ova pak uvek daje neki kočni momenat i prouzrokuje gubitke snage. Da bi ovaj vektor bio bar u nekom slučaju što manji treba tačka C da bude što bliža krugu. Ako tačka C padne na sam krug (što treba da bude pri nominalnom ili nekom unapred određenom opterećenju) onda je za tu radnu tačku inversna komponenta struje jednaka nuli ($I_{ai} = 0$) te postoji samo direktno polje i kondenzatorski motor radi kao simetričan dvofazni.

Za iznalaženje odgovarajućih tačaka T_s i T_{2-s} postoji jedna prosta konstrukcija koja proističe iz sledećeg. Vektor $\vec{DO} = (Y_{ad} + Y_{ai}) U/2$ predstavlja zbir dveju struja. Vrh toga vektora, dakle tačka D , pošto se sve struje kreću po krugu, kreće se po krugu K' koji prolazi kroz tačke M , T_k i T_∞ , tako da sve duži $\vec{T_s T_{2-s}}$ prolaze kroz jednu tačku F na krugu K' koja se određuje tako da se povuku tangente iz tačaka T_k i T_∞ i njihov presek određuje tačku F . Duži $\vec{MD}$ i $\vec{DF}$ takode su tada upravne jedna na drugu. Prema tome kada pomoću tačaka M (centra glavnog kruga), T_k (za klizanje $s = 1$) i T_∞ (za klizanje $s = \infty$) konstruišemo tačku F i pomoćni krug K' , onda za ma koje opterećenje tj. kad izaberemo ma koju tačku T_s , njenim spajanjem sa tačkom F odmah imamo na krugu odgovarajuću tačku T_{2-s} (tj. tačku inversnog sistema) na glavnom krugu i za određivanje vektora a tačku D koja leži na pomoćnom krugu K' .

Na osnovi izvođenja za grafičko određivanje struja direktnog i inversnog sistema mogu se za odgovarajuće tačke odrediti i snage, momenti i gubici snage u bakru. Na kružnom dijagramu za višefaznu mašinu, sl. VIII.8., unutarnju snagu pri klizanju s predstavlja duž $\vec{T_s Q_s}$ a pri klizanju $(2-s)$ duž $\vec{T_{2-s} Q_{2-s}}$.

Kako je razmera za snage $q' Ua$, gde je $q = 2$ i a razmera za struje, snage obrtnih polja motora pri klizanjima s i $(2-s)$ su

$$P_{obs} = q' Ua \cdot \vec{T_s Q_s}$$

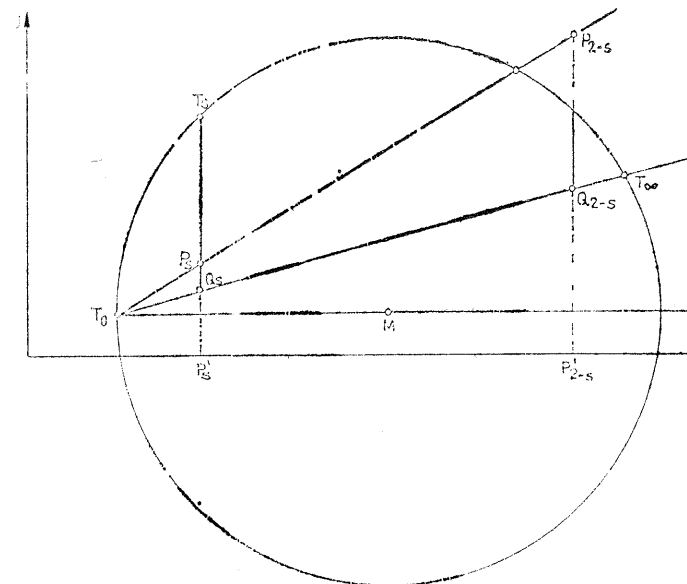
$$P_{ob(2-s)} = q' Ua \cdot \vec{T_{2-s} Q_{2-s}}$$

Pri ovim istim klizanjima struje dvofaznog simetričnog motora su $Y_{ad}U$ i $Y_{ai}U$. Međutim kod kondenzatorskog motora pri klizanju s struja direktnog sistema je I_{ad} a inversnog koja odgovara klizanju $(2-s)$ je I_{ai} . Pošto snage zavise od kvadrata struja onda, da bi dobili snagu direktnog obrtnog polja kondenzatorskog motora pri klizanju s , moramo snagu dvofaznog pri istom klizanju pomnožiti sa kvadratom odnosa struja tj.

$$P_{obd} = P_{obs} \left(\frac{I_{ad}}{Y_{ad} U} \right)^2 \quad (\text{VIII.116.})$$

ili prema jednačini (VIII.114.)

$$P_{obd} = P_{obs} \left(\frac{b}{2a} \right)^2 \quad (\text{VIII.117.})$$



Sl. VIII.8.

Istim rezonovanjem snaga inversnog polja kondenzatorskog motora pri klizanju s je

$$P_{obi} = P_{ob(2-s)} \left(\frac{I_{ai}}{Y_{ai} U} \right)^2 \quad (\text{VIII.118.})$$

ili prema jednačini (VIII.115.)

$$P_{obi} = P_{ob(2-s)} \left(\frac{c}{2a} \right)^2 \quad (\text{VIII.119.})$$

Rezultantna snaga obrtnog polja jednaka je razlici snaga direktnog i izversnog obrtnog polja.

Kada se znaju snage obrtnih polja onda se lako određuju momenti usled direktnog i inversnog polja

$$M_d = \frac{60 P_{obs}}{2 \pi n'} \left(\frac{b}{2a} \right)^2 \quad (\text{VIII.120.})$$

$$M_i = \frac{60 P_{ob(2-s)}}{2 \pi n'} \left(\frac{c}{2a} \right)^2 \quad (\text{VIII.121.})$$

gde su P_{obs} i $P_{ob(2-s)}$ snaga obrtnog polja dvofaznog simetričnog motora koje odgovaraju klizanjima s i $(2-s)$. Rezultantni momenat jednak je razlici ovih momenata

$$M = M_d - M_i \quad (\text{VIII.122.})$$

Gubici snage takođe se mogu dobiti prema dijagramu na sl. VIII.8. Gubici usled direktnog sistema su

$$P_{\gamma d} = q' U_a \overline{P_s P'_s} \left(\frac{b}{2a} \right)^2 \quad (\text{VIII.123.})$$

a usled inversnog sistema

$$P_{\gamma i} = q' U_a \overline{P_{2-s} P'_{2-s}} \left(\frac{c}{2a} \right)^2 \quad (\text{VIII.124.})$$

Ukupni gubici su jednaki zbiru ovih

$$P_{\gamma} = P_{\gamma d} + P_{\gamma i} \quad (\text{VIII.125.})$$

Slično se može dobiti i za pojedine delove gubitaka odnosno gubitke u bakru statora, u bakru rotora i u gvožđu.

ILITERATURA

1. G. N. Petrov: Električeskie mašini, II. Gosenergoizdat, Moskva, 1963.
2. V. V. Petrović: Obrtna magnetna polja, Naučna knjiga, Beograd, 1950.
3. V. V. Petrović: Asinhroni motori, Naučna knjiga, Beograd, 1949.
4. M. Livšic: Električne mašine, I, II i III, Naučna knjiga, Beograd, 1950.
5. R. Richter: Elektrische Maschinen, J. Springer, Berlin
6. M. P. Kostjenko: Električeskie mašini, čast obščaja, Gosenergoizdat, Moskva
7. M. P. Kostjenko: Električeskie mašini, čast specialnaja, Gosenergoizdat, Moskva, 1949.
8. M. P. Kostjenko, L. M. Piotrovskij: Električeskie mašini, I i II, Energija, Moskva, 1964, 1965
9. A. E. Fitzgerald, Ch. Kingsley: Elektric Machinery, Mc Graw-Hill, New York, 1952.
10. V. Bedjanič: Namoti električnih strojeva i transformatora, Ljubljana, 1952.
11. H. Sequenz: Die Wicklungen elektrischer Maschinen, J. Springer, Wien, 1950.
12. M. Livschitz-Garik: Winding Alternating — Current Machines, D. van Nostrand Company, New York, 1950.
13. G. B. Merkin: Rabota asinhronogo dvigatelja pri nesimetrii v statore, Električestvo, 1950.
14. L. S. Čečet: Vibor osnovnih razmerov i parametров odnofaznih asinhronih mikrovdigatelja, Električestvo, № 11, 1956.
15. W. Schuisky: Kondenzatormotoren, E und M, № 1, 1952.
16. L. S. Čečet: Rasčet vspomogatelnoj obmotki odnofaznih asinhronih mikrovdigatelja, Električestvo, № 2, 1949.
17. M. Krondl: Berechnung von Einphasen-Kondensator-Motoren E und M, Bd. 52, 1934.
18. B. Mitraković: Transformatori, Naučna knjiga, Beograd, 1972.
19. B. Mitraković: Mašine za jednosmernu struju, Naučna knjiga, Beograd, 1971.
20. B. Mitraković: Sinhronne mašine, Odbor za izdavačku delatnost VF, Univerzitet u Beogradu, 1974.
21. B. Mitraković: Komutatorni motori, Naučna knjiga, Beograd 1956, 1961.
22. B. Mitraković: Ispitivanje električnih mašina, Naučna knjiga, Beograd 1960, 1966.
23. B. Mitraković, N. Lj. Nikolić: Asinhronne mašine, Sarajevo Univerzitet u Sarajevu, 1967.
24. N. Lj. Nikolić, N. Dilberović: Električne mašine — zbirka zadataka, Naučna knjiga, Beograd, 1969.

25. N. Lj. Nikolić, M. Zečević: Ispitivanje električnih mašina Sarajevo, 1967.
26. N. Lj. Nikolić: Zbirka zadataka iz električnih mašina, Tehnička knjiga, Zagreb, 1969.
27. N. Lj. Nikolić, P. Daničić: Zbirka zadataka iz elektromotornog pogona, Tehnička knjiga, Zagreb, 1970.